

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 セーヒョン・キム  
大韓民国・ソウル・138-775・ソンパ  
グ・ソンパ・2ードン(番地なし)・ミ  
ン・エービーティ・#2-902

(72)発明者 ソン・ジャエ・チョイ  
大韓民国・キョンギド・463-070・ソ  
ナム・シ・ブントング・ヤタプド  
ン・(番地なし)・キョンナム・エービー  
ティ・#707-402

(72)発明者 ヨン・ホワン・リー  
大韓民国・キョンギド・463-010・ソ  
ナム・シ・ブントング・チョンジャド  
ン・237-7

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE31  
5K067 AA33 CC10 EE02 EE10 GG01  
GG11 HH22 HH26

JP3104430A IN-ZONE SECTOR DISCRIMINATION SYSTEM FOR MOBILE STATION

## Bibliography

### DWPI Title

System for judging sector in which mobile station exists has different frequencies transmitted to sectors via directional antenna from base and received in correct zones using mobile station

### Original Title

IN-ZONE SECTOR DISCRIMINATION SYSTEM FOR MOBILE STATION

### Assignee/Applicant

Standardized: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Original: NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

### Inventor

YAMADA TOMOYUKI ; ONOE SEIZO ; UMEDA SEIJI ; UTANO TAKANORI

### Publication Date (Kind Code)

1991-05-01 (A)

### Application Number / Date

JP1989242468A / 1989-09-19

### Priority Number / Date / Country

JP1989242468A / 1989-09-19 / JP

## Abstract

**PURPOSE:** To relieve the load of a base station by assigning one control channel not to each sector but to each zone so as to attain excellent frequency utility without need of measuring a reception level of the base station.

**CONSTITUTION:** A base station transmission/reception means 200 includes a transmission means sending signals  $f_1$ - $f_6$  of sector individual frequencies assigned respectively to each sector via antennas

$A_1$ - $A_6$  with directivity, and a mobile station transmission/reception means 100 includes a reception means receiving signals of sector individual frequencies  $f_1$ - $f_6$ , a level measurement circuit 140 as a measuring means measuring a reception level of a signal of a frequency including received each control channel and of each sector individual frequency, part of a control circuit 150 as a discrimination means discriminating its own radio zone and its own sector based on the result of measurement of the level measuring circuit 140 and a frequency storage circuit 160.

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

D 0 1 H 1/26

識別記号

F I

D 0 1 H 1/26

請求項の数3(全 6 頁)

(21)出願番号	特願平4-274094	(73)特許権者	000003218 株式会社豊田自動織機製作所 愛知県刈谷市豊田町 2丁目 1 番地
(22)出願日	平成4年10月13日(1992. 10. 13)	(72)発明者	上村 耕士郎 愛知県刈谷市豊田町 2丁目 1 番地 株式 会社豊田自動織機製作所内
(65)公開番号	特開平6-123019	(72)発明者	中野 勉 愛知県刈谷市豊田町 2丁目 1 番地 株式 会社豊田自動織機製作所内
(43)公開日	平成6年5月6日(1994. 5. 6)	(74)代理人	100065798 弁理士 青木 朗 (外4名)
審査請求日	平成11年3月26日(1999. 3. 26)	審査官	山崎 豊
		(56)参考文献	特開 昭59-168138 (J P, A) 特開 昭60-146016 (J P, A) 特公 昭37-17781 (J P, B 1)

最終頁に続く

## (54)【発明の名称】 粗紡機における粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法

## (57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 粗紡機において複数の特定の縫を測定してセンサを設置して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値( $X_1, X_2, \dots, X_n$ )から平均値 $X_{\text{mean}}$ を求めると共に、最大値( $X_{\text{max}}$ )と最小値( $X_{\text{min}}$ )を選択し、

2) 最大値と最小値との差( $X_{\text{max}} - X_{\text{min}} = \alpha$ )を計算し、

3)  $\alpha$ と基準値 $\delta$ とを比較し、

4)  $\alpha \leq \delta$ の場合には $X_{\text{mean}}$ を制御パラメータとして採用し、

5)  $\alpha > \delta$ の場合には $X_{\text{max}}$ と $X_{\text{min}}$ の中で $X_{\text{mean}}$ から離れている方を排除して、再び前記1)～4)のステッ

プを繰り返すことを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法。

【請求項2】 前記ステップ5)において、異常検出値を排除した結果、残った検出値の個数( $m$ )が最初の検出値個数( $n$ )に比して $n/2+1 > m \geq n/2$ になった場合、その時点の平均値 $X_{\text{mean}}$ を以て制御パラメータとする請求項1に記載の演算方法。

【請求項3】 粗紡機において複数の特定の縫を測定してセンサを設置して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値( $X_1, X_2, \dots, X_n$ )から平均値 $X_{\text{mean}}$ と標準偏差 $\sigma$ を計算し、

2) 各検出値( $X_1, X_2, \dots, X_n$ )と平均値 $X_{\text{mean}}$ との差の絶対値( $\epsilon = |X_i - X_{\text{mean}}|$ )を求め、



3) 各検出値を  $0 \leq \varepsilon < k_1 \sigma$ 、 $k_1 \sigma \leq \varepsilon < k_2 \sigma$ 、 $k_2 \sigma \leq \varepsilon < k_3 \sigma$ 、 $-k_{m-2} \sigma \leq \varepsilon < -k_{m-1} \sigma$ 、 $-k_{m-1} \sigma \leq \varepsilon$  の m 群に分別し、

4) 前記各群の検出値にそれぞれ  $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$  (但し  $w_1 > w_2 > w_3 > \dots > w_m$ ) の重み付けを行って修正検出値 ( $X'_1, X'_2, \dots, X'_m$ ) を求め、

5) 該修正検出値に基づいて、修正平均値  $X_{mean}'$  を求めることを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、粗紡機においてドラフト機構のフロントローから一定の速度で紡出される粗糸をフライヤによって加捻しつつ、これよりも高速で回転しているボビン上に巻き取って粗糸パッケージを形成する際の、粗糸の紡出張力の検出に関する。

【0002】

【従来の技術】 フロントローから紡出される粗糸は、常に一定の速度の地みを持って巻き取られることが好ましく、これに変動が生じると巻き取り時に粗糸に加えられる延伸が変動し、その単位長当たりの重量が変化するので好ましくない。そのため、粗紡機には紡出中の粗糸の地みを一定に維持する機構が提案されている。

【0003】 一對のコーンドラムを使用して、粗糸層が増加する毎にベルトシフトを動作させて、コーンドラムに巻き掛けられているベルトを移動させ、ボビンを回転速度を減速させる機構は公知である。特開昭60-14616号公報には、この機構に加えて、粗糸層の増加には無関係にベルトシフトを動作させる第2のベルトシフト移動機構を設け、フロントローとフライヤトップとの間に紡出中の粗糸の位置を検出する非接触型センサを設けて、このセンサの出力信号に基づいて粗糸張力の適否を判定し、その結果によって前記第2ベルトシフト移動機構を動作させて、粗糸の巻き取り量を減速するフィードバック制御を行う方式が開示されている。

【0004】 この非接触型センサは、上下方向に多段に並列された相対する複数対の発光素子と受光素子からなる。粗糸の通過位置にある素子間の光が遮られることから、粗糸の通過位置を検出し、これを紡出張力に対応する値として出力するように構成されている。このセンサは粗紡機の複数（例えば3錠）の特定の錠に設けられ、各センサから発せられる粗糸位置に対応する出力信号は制御コンピュータに入力されて、平均値が演算され、これに基づいて、前記ベルトシフト移動機構が動作して粗糸の紡出張力（通過位置）を適正値に制御するフィードバック制御が行われる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 粗紡機各部の駆動機構から考えて、本来、粗紡機の各錠における粗糸の紡出張力は、紡出が定常状態であればそんなに大きな差異は無

いはずである。しかし、錠切れが長時間放置されていた後に、錠縫ぎを行って運転を再開したような場合には、その錠だけはボビンの径が他と異なるために異常に低い紡出張力が検出されることがある。こうした異常がたまたまセンサ設置錠において発生した場合には、3錠の平均値は粗紡機全錠を制御するためのパラメータとしては不適当なものとなってしまふ。

【0006】 本発明は、こうした従来技術における問題点を解決し、紡出中の粗糸の位置を検出するためにきわめて限定された数のセンサを用いた場合でも、制御パラメータとして適正な検出値が得られる粗糸の紡出張力の演算方法を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】 この目的は、粗紡機において複数の特定の錠を適定して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値 ( $X_1, X_2, \dots, X_n$ ) から平均値  $X_{mean}$  を求めると共に、最大値 ( $X_{max}$ ) と最小値 ( $X_{min}$ ) を選択し、

2) 最大値と最小値との差 ( $X_{max} - X_{min} = \alpha$ ) を計算し、

3)  $\alpha$  と基準値  $\delta$  とを比較し、

4)  $\alpha \leq \delta$  の場合には  $X_{mean}$  を制御パラメータとして採用し、

$\alpha > \delta$  の場合には  $X_{max}$  と  $X_{min}$  の中で  $X_{mean}$  から離れている方を排除して、再び前記1)～4)のステップを繰り返すことを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法、及び粗紡機において複数の特定の錠を選定して粗糸の紡出張力の値を検出し、該検出値の平均値を制御パラメータとして粗紡機の粗糸の紡出張力のフィードバック制御を行うに際し、

1) 前記各検出値 ( $X_1, X_2, \dots, X_1, \dots, X_n$ ) から平均値  $X_{mean}$  と標準偏差  $\sigma$  を計算し、

2) 各検出値 ( $X_1, X_2, \dots, X_n$ ) と平均値  $X_{mean}$  との差の絶対値 ( $\varepsilon = |X_i - X_{mean}|$ ) を求め、

3) 各検出値を  $0 \leq \varepsilon < k_1 \sigma$ 、 $k_1 \sigma \leq \varepsilon < k_2 \sigma$ 、 $k_2 \sigma \leq \varepsilon < k_3 \sigma$ 、 $-k_{m-2} \sigma \leq \varepsilon < -k_{m-1} \sigma$ 、 $-k_{m-1} \sigma \leq \varepsilon$  の m 群に分別し、

4) 前記各群の検出値にそれぞれ  $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$  (但し  $w_1 > w_2 > w_3 > \dots > w_m$ ) の重み付けを行って修正検出値 ( $X'_1, X'_2, \dots, X'_m$ ) を求め、

5) 該修正検出値に基づいて、修正平均値  $X_{mean}'$  を求めることを特徴とする粗糸の紡出張力の制御パラメータの演算方法によって達成される。

【0008】

【作用】 本発明の第1態様によれば、各センサからの粗糸の紡出張力の検出値は先ず全体として平均されて平均値  $X_{mean}$  が求められる。次に、前記平均値と各検出値との差  $\alpha$  が求められ、正常紡出時における標準偏差等から

経験的に求められた基準値  $\delta$  と比べられて、各検出値が異常か否かが判断される。即ち、 $\alpha > \delta$  の場合には、その検出値は異常と判断して、制御パラメータの計算からは排除し、残りの検出値のみを利用して再度平均値が計算される。このステップは全ての検出値について  $\alpha \leq \delta$  となるまで繰り返される。これによって、検出値から異常なものが排除されるので、最後に求められた平均値を制御パラメータとして使用すれば、粗糸の紡出張力の適正な制御が可能となる。

【0009】但し、平均値を求めるためのデータ数があまり少なくなることを防ぐための規制を設けることが望ましい。本発明の第2態様によれば、センサによって検出されたすべての検出値は、その単純平均値との差に応じて重み付けを施され、平均値に近いものほど高いウェイトが与えられて、修正検出値が計算される。そしてこの修正平均値によって再び平均値が計算され、修正平均値  $\bar{x}_{mean}$  が求められ、制御パラメータとされる。これによれば、検出されたすべての値が、その異常の程度に応じて修正を施された上、制御パラメータの計算に参与することができるので、少ないデータ数を有効に生かすことができる。

【0010】以下、図面を示す好適実施例に基づいて、本発明を更に詳細に説明する。

【0011】

【実施例】図1は粗紡機における粗糸張力の制御のためのシステムの一例を示す。フロントローラ1、フライヤ2及びトップコールドラム3は共通の主モータ4により歯車列やタイミングベルト等の回転伝達手段を介して駆動され、ポテンシオメータ5には前記主モータ4からの回転と、前記トップコールドラム3よりベルト6を介して変速回転されるボトムコールドラム7からの回転とが差動機構8で複合されるようになっている。

【0012】ベルト6を移動させるためのベルトシフタ9が固定されたロングラック10は、ウェイト11の下降によって回転するアップライトシャフト12に嵌着されたピニオン13と噛み合う位置に横方向への往復運動が配設されている。アップライトシャフト12には、ポテンシオメータ14の昇降切替時に所定量ずつ規則的に回転されるラチェットホイール15の軸に固着された回転軸18の回転が差動歯車機構19を介して伝達され、ポテンシオメータ15に巻かれる粗糸層が増す毎に、即ちポテンシオメータ14の昇降切替時にピニオン13が一定量回転され、ロングラック10が図1の左方に一定ピッチで移動されるようになっている。

【0013】差動歯車機構19はアップライトシャフト12の下端に固着された傘歯車20と、セクション回転軸18の上端に固着された傘歯車21と、両傘歯車20、21に噛み合う傘歯車22とから構成されている。傘歯車22は、可逆モータ23により駆動されるウォーム24と噛み合う歯部25aを有しアップライトシャフト

12及び回転軸18を軸心として回転するベルトシフタ移動機構としての回転体25に支持されている。従って、ラチェットホイール15の固定状態において可逆モータ23が駆動されると、ウォーム24を介して傘歯車22が回転体25と共にアップライトシャフト12の軸心を中心として公転して傘歯車20を回転させ、ピニオン13、ロングラック10を介してベルトシフタ9が移動調節される。

【0014】ベルトシフタ9は前記可逆モータ23の正転時に図1の右方向即ちボトムコールドラム7の回転を遅くする方向に移動するようになっている。フロントローラ1とフライヤ2と2aとの間の粗糸Rの位置を連続的に検出するための非接触式センサ26は図2に示すように対向して設置された発光部27と受光部28とを見え、両者の間に粗糸Rが位置するように構成されている。発光部27は赤外発光ダイオードアレーにより構成され、受光部28は粗糸Rの約半分(1mm)のピッチで上下方向に並設された多数の受光素子28aからなる受光素子アレーを有している。各受光素子28aは受ける光の強弱に応じた電気信号を発生してマイクロコンピュータMに入力するように構成されている。

【0015】粗糸Rが発光部27からの光の一部を遮ることにより、粗糸Rの位置に対応した受光素子28aが光を受けなくなるので、その受光素子を検知することによって粗糸Rの位置を求めることができる。粗糸張力が低い場合には粗糸Rの位置は下方に下がり、逆に高い場合には上方に移動する。このセンサ26は粗紡機の複数の適宜な箇所に、例えば3箇所を適宜して設置されている。各センサ26からの粗糸位置の検出値はマイクロコンピュータMに入力され、ここで処理されて張力状態が判定される。そして、低張力状態と判定された場合には可逆モータ23を正転駆動させる信号を、高張力状態と判定された場合には可逆モータ23を逆転させる信号を所定時間出力する。この信号電流は増幅器29によって増幅され、出力リレー30を経て可逆モータ23を所定時間正転又は逆転させ、ボトムコールドラム7を介してポテンシオメータ15の回転速度を変化させて、粗糸の巻取り量を調節し、張力が所定値になるように制御する。

【0016】本発明は、各センサ26からマイクロコンピュータMに入力された検出値の中に他とは非常に異なった異常値が含まれていた場合の処理の仕方について。前述したように、このような異常値が含まれている場合には、何らかの処理を行わないと、他の正常な検出値がこの異常値に引きずられて、粗紡機全体が不正に制御される危険性があるからである。

【0017】本発明の第1実施例においては、次のような処理が行われる。粗紡機にはn個のセンサ26が設置され、各センサからそれぞれ検出値  $x_1, x_2, \dots, x_n$  が出力されるものと仮定する。第1ステップとして、全検出値の単純平均  $\bar{x}_{mean} = (x_1 + x_2 + \dots + x_n) / n$  を計算し、且つ

最大値 $X_{\max}$ と最小値 $X_{\min}$ とを選ぶ。

【0018】第2ステップとして、選択した最大値 $X_{\max}$ と最小値 $X_{\min}$ の差 $\alpha = X_{\max} - X_{\min}$ を求める。第3ステップとして、予め設定されている基準値 $\delta$ と第2ステップで求めた差 $\alpha$ とを比較する。この基準値 $\delta$ は過去の振力値データの標準偏差等から決定された値であり、最大値と最小値の差 $\alpha$ がこれよりも小さければ、統計的に特に異常とは言えないが、これを越えた場合には明らかに異常と判断されるような値である。

【0019】第4ステップとして、この比較の結果、 $\alpha \leq \delta$ の場合には、データ中には異常値が含まれていないものとみなして第1ステップで求めた単純平均値 $X_{\text{mean}}$ を制御のためのパラメータとして採用する。逆に、 $\alpha > \delta$ の場合には、前記最大値 $X_{\max}$ か最小値 $X_{\min}$ のいずれかが異常値であるとみなして、平均値 $X_{\text{mean}}$ から離れている方の値、例えば $X_{\min}$ を排除し、一つ少なくなった検出値を使用して再び平均値を計算し、前記ステップ1~4を繰り返す。

【0020】但し、センサの設置数には限度があり、元々一回の計算に使用できるデータ数が少ないので、前記ステップの繰り返しによって益々データ数が減少してしまうことは好ましくない。そこで、この異常値を排除した結果、データの個数 $m$ が $n/2-1 > m \geq n/2$ になった場合、ここで異常値の排除を中止して、この時点での単純平均値を以て制御パラメータとしている。即ち、データ数が初期の個数の半分以上にならないように制限を加えている。

【0021】この操作ステップを図3のフローチャートに示す。この第1実施例の欠点であるデータ数の減少の問題を解決するために、本発明の第2実施例において

$$X_{\text{mean}}' = [10(X_1 + X_2 + X_3) + 3(X_4 + X_5) + X_6] / (10 \times 3 + 3 \times 2 + 1 \times 1)$$

この第2実施例によれば、明らかに異常なデータを除いて、センサによって検出されたすべてのデータを制御パラメータの計算に参加させることが可能となり、少ないデータが有効に活用することが可能になる。

【0022】

【発明の効果】本発明によれば、センサによって検出された粗系張力値について、一定の基準に従って異常か否かを判断し、これを排除又は補正して粗系張力制御のための制御パラメータを求めるようにしたので、異常値のために誤った制御が行われる危険性が防止される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を実施するための組構機の構成を示す模式図である。

【図2】本発明に使用される非接触型センサの一例を示

は、マイクロコンピュータに入力されたすべての検出値データを有効に使用するようにしている。即ち、第1ステップとして、センサからの検出値 $X_1, X_2, \dots, X_1, \dots, X_n$ から平均値 $X_{\text{mean}} = (X_1 + X_2 + \dots + X_1 + \dots + X_n) / n$ と標準偏差 $\sigma$ を計算する。

【0022】次に第2ステップとして、各検出値 $(X_1, X_2, \dots, X_n)$ と今求めた平均値 $X_{\text{mean}}$ との差の絶対値 $\varepsilon = |X_i - X_{\text{mean}}|$ を計算する。この結果から、第3ステップとして、各検出値を $0 \leq \varepsilon < \sigma$ ,  $\sigma \leq \varepsilon < 2\sigma$ ,  $2\sigma \leq \varepsilon < 3\sigma$ ,  $3\sigma \leq \varepsilon$ の4群に分別する。これは、各検出値を平均値 $X_{\text{mean}}$ を中心として、 $\sigma$ ,  $2\sigma$ ,  $3\sigma$ の各範囲と、 $3\sigma$ より外の範囲に属するものに分類することを意味する。これらの群をそれぞれ第1~第4群と呼称する。

【0023】そして、第4ステップとして、前記各群の検出値にそれぞれ $w_1, w_2, w_3, w_4$  (但し $w_1 > w_2 > w_3 > w_4$ )の比率の重み付けを行って、修正検出値 $X_1', X_2', \dots, X_n'$ を計算する。これによって、平均値に近いデータほど大きな値となし、中心から離れたデータほど小さな値となるように修正する。こうした求められた修正検出値を使用して、再び平均値 $X_{\text{mean}}'$ を計算し、これを制御パラメータに使用するようにしている。

【0024】具体的には、前記 $w_1, w_2, w_3, w_4$ として、例えば10, 3, 1, 0の重み付けを用いれば、明らかに異常と見なされる $3\sigma$ の限界外の少数のデータは完全に排除される。第1群のデータが $X_1, X_2, X_3$ 、第2群のデータが $X_4, X_5$ 、第3群のデータが $X_6$ 、第4群のデータが $X_7$ であったとすると、修正平均値 $X_{\text{mean}}'$ は次の式で計算される。

【0025】

$$X_{\text{mean}}' = [10(X_1 + X_2 + X_3) + 3(X_4 + X_5) + X_6] / (10 \times 3 + 3 \times 2 + 1 \times 1)$$

す模式図である。

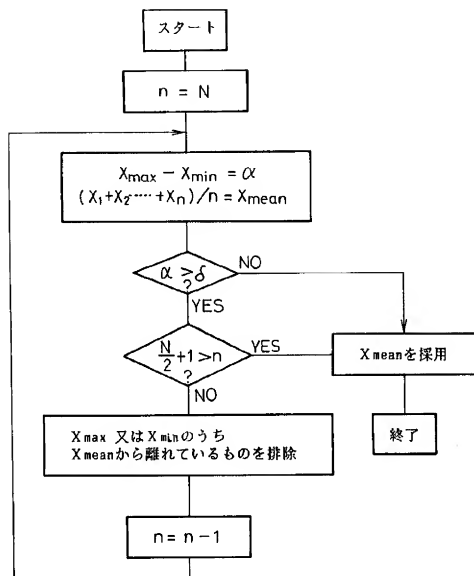
【図3】本発明の第1実施例のフローチャートである。

【符号の説明】

- 1…フロントローラ
- 2…フライヤ
- 3…トップコーンドラム
- 4…主モータ4
- 5…ボビン
- 7…ボトムコーンドラム
- 9…ベルトシフト9
- 23…可逆モータ
- 26…非接触式センサ
- M…マイクロコンピュータM



【図3】



フロントページの続き

(58) 調査した分野 (Int. Cl. 7, DB名)

D01H 1/20 - 1/34

# Method for multi-carrier modulation and demodulation of digitally coded data

**Publication number:** JP9512156 (T)

**Publication date:** 1997 12 02

**Inventor(s):**

**Applicant(s):**

**Classification:**

- **International:** H04H20/67; H04J11/00; H04L27/26; H04L5/06; H04J11/00;  
H04L27/26; H04L5/02; (IPC1-7): H04J11/00; H04L5/06

- **European:** H04L20/67; H04L27/26A1

**Application number:** JP19960504719T 19960720

**Priority number(s):** DE19944425713 19940720; WO1995EP02068 19950720

**Also published as:**

DE4425713 (C1)

HU215892 (B)

EP0771437 (A1)

EP0771437 (B1)

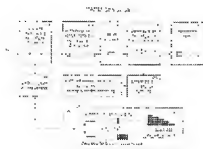
ES2121410 (T3)

[more >>](#)

Abstract not available for JP 9512156 (T)

Abstract of corresponding document: **DE 4425713 (C1)**

In order to prevent wanted signal capacity from being reduced during OFDM modulation of digital coded data, control symbol protecting intervals in the frame head of each OFDM transmission frame are larger than data symbol protecting intervals in wanted data areas of each OFDM transmission frame. The length of data symbol protecting intervals is determined during demodulation and data symbol scanning times are then determined depending on the thus determined length of the protecting intervals.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

JP9512156A

## **Bibliography**

### **DWPI Title**

Multiple carrier modulation and demodulation of digitally encoded data establishing safety intervals for control symbols in preamble of each frame larger than those for data symbols in data part of frame

### **Publication Date (Kind Code)**

1997-12-02 (T)

### **Application Number / Date**

JP1996504719A / 1995-07-20

### **Priority Number / Date / Country**

DE4425713A / 1994-07-20 / DE

JP1996504719T / 1995-07-20 / JP

WO1995EP2868A / 1995-07-20 / EP

特表平9-512156

(43)公表日 平成9年(1997)12月2日

(51)Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F 1
H 0 4 L 5/06		8124-5K	H 0 4 L 5/06
H 0 4 J 11/00		8124-5K	H 0 4 J 11/00
			Z

審査請求 有 予備審査請求 有 (全 13 頁)

- (21)出願番号 特願平8-504719  
 (86) (22)出願日 平成7年(1995)7月20日  
 (85)翻訳文提出日 平成9年(1997)1月20日  
 (86)国際出願番号 P C T / E P 9 5 / 0 2 8 6 8  
 (87)国際公開番号 W O 9 6 / 0 2 9 8 9  
 (87)国際公開日 平成8年(1996)2月1日  
 (31)優先権主張番号 P 4 4 2 5 7 1 3 . 9  
 (32)優先日 1994年7月20日  
 (33)優先権主張国 ドイツ (DE)  
 (81)指定国 E P (A T, B E, C H, D E, D K, E S, F R, G B, G R, I E, I T, L U, M C, N L, P T, S E), A U, C A, C Z, F I, H U, J P, K R, P L, U S

- (71)出願人 コンレ、 テイルマール  
 ドイツ連邦共和国 デー-81247 ミュン  
 ヘン ベンダーシュトラッセ 23  
 (72)発明者 ベツク、 クリストフ  
 ドイツ連邦共和国 デー-84072 アウ・  
 イー・デー・ハラータウ シースルガス  
 3  
 (74)代理人 弁理士 田中 浩 (外 2 名)

(54)【発明の名称】 持続波ネットワークにおける多重キャリア伝送

(57)【要約】

ディジタルコード化データでOFDM変調を行うことによって所要の信号伝送容量が減少するのを防止するために、各OFDM伝送フレームのフレーム・ヘッダ中の制御シンボル保護期間を各OFDM伝送フレームの所収データ領域中のデータ・シンボル保護期間より長くする。データ・シンボル保護期間の長さは復調時に求められ、次いでデータ・シンボル検出タイミングがその保護期間の長さに応じて求められる。

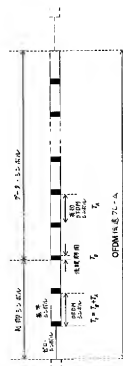


図 1



【特許請求の範囲】

1. 連続するOFDM伝送フレームの形式に構成されたOFDMシンボルの時間シーケンスが生成され、上記OFDM伝送フレームの各々が、1つ以上の制御シンボルを有するフレーム・ヘッダと複数のデータ・シンボルを有する有効データ領域とからなり、連続する各制御シンボルまたは各データ・シンボルの間にそれぞれ保護期間を有する、デジタル符号化データで多重キャリア変調を行う方法において、

上記各OFDM伝送フレームの上記フレーム・ヘッダにおける上記制御シンボルに対する保護期間を、上記各OFDM伝送フレームの上記有効データ領域における上記データ・シンボルに対する保護期間よりも長くなるように選択することを特徴とする、デジタル符号化データで多重キャリア変調を行う方法。

2. 上記各OFDM伝送フレームの上記有効データ領域における上記データ・シンボルに対する上記保護期間の時間的長さが可変であることを特徴とする、請求項1に記載のデジタル符号化データで多重キャリア変調する方法。

3. 請求項1または2に記載された方法に従って変調された多重キャリアを復調して元のデジタル符号化データを復元する方法において、受信した上記各OFDM伝送フレームの上記有効データ領域における上記データ・シンボルに対する保護期間の長さを求め、上記データ・シンボルの各検出タイミングを、検出した上記保護期間の長さの関数として決定することを特徴とする、多重キャリア復調して元のデジタル符号化データを復元する方法。

## 【発明の詳細な説明】

### 特許請求の範囲における多重キャリア伝送

#### 発明の詳細な説明

#### 発明の属する技術分野

本発明は、請求の範囲の請求項1に従うデジタル符号化データで多重キャリア変調する方法と、そのようにして多重キャリア変調された信号を、請求項3に従って復調して元のデジタル符号化データを復元する方法に関する。この前提技術の変復調方法は、フランス特許出願公開明細書F R-A-2, 639, 495号により周知である。

#### 発明の背景

フランス特許出願公開明細書F R-A-2, 639, 495号により公知の多重（多数）キャリア変調（直交周波数分割多重変調（orthogonal frequency division multiplex modulation）、OFDM変調と略称する）において、OFDMシンボル（符号）の時間シーケンスは、デジタル符号化データで変調した多数のキャリア（搬送波）をフーリエ解析することによって生成される。その各OFDMシンボルは連続するOFDM伝送フレームの形式に配置構成され、その各OFDM伝送フレーム間は例えばゼロ（0）シンボルまたは空のシンボル（図1）等によって互いに隔てられ（分離）している。各OFDM伝送フレームは、1つまたは数個の制御シンボルを有するフレーム・ヘッダと、その後多数のデータ・シンボルを有する有効データ領域（有用データ領域）とからなる。OFDM復号器においては、制御シンボルを使用して、各受信OFDM伝送フレームの開始点と各OFDMシンボルを適正なタイミング（時間）で検出するとともに、レベル（または振幅）と位相に応じて正確な変調キャリア周波数を復元する。変調器側では、連続するOFDMシンボル（制御シンボルおよびデータ・シンボル）の各シンボル相互間に保護（ガード）期間が挿入される。その保護期間が存在することによって、マルチパス（多重通路）伝播に起因して復調器側で生じる連続OFDMシンボル間のクロストークまたは干渉を防止することができる。この公知文献では、各OFDM伝送フレームにおけるフレーム・ヘッダおよび有効データ領域における全てのOFDMシンボルに対する保護期間の時間的長さは互いに同じであ

る。

一方、特に持続波（同一周波）ネットワーク（Gleichwellennetzen）における受信位置において各延延時間の間に大きな差が生じる場合は、その保護期間は比較的長い持続時間を有するように設計して、連続する各OFDMシンボル相互間のクロストークを高い信頼性で防止するようにならなければならない。しかし、そのように長い持続時間の保護期間を設けると、その結果として、有効信号の伝送容量または伝送効率が減少する。そのような状況を改善するための1つの選択肢として、保護期間の長さを長くし、また有効信号期間の時間長を同じ程度長くすればよい。しかし、そのようにすると、復調器側の費用（コスト）が相当高くなる。即ち、要求される、OFDMデータ・シンボルの検出（走査）精度、検出値の記憶容量、およびその検出値から得られる時間信号の周波数解析の計算費用（コスト）が、それぞれ不相応に過大に高くなる。従って、OFDM変調システムのための保護期間は、ネットワーク計画設計の観点から伝送容量、受信機の費用（コスト）および周波数効率に対する欠点を容認するように妥協して選択しなければならない。

これに対して、本発明の目的は、大多数のアプリケーション（適用例）において有効信号の伝送容量を減少させないようにし、同時に、広域に拡がる持続波ネットワークの場合をも考慮した伝送方式を実現することである。

#### 発明の概要

この目的は、請求の範囲の独立請求項1および3の発明の特徴によって解決される。

本発明は、必ずしも全ての放送サービスまたは同報サービスに対して長い保護期間を設ける必要はないという認識に基づいている。例えば、ローカル・ネットワーク構成と地域的（regional）ネットワーク構成と全国的（national）ネットワーク構成との間では、必要な保護期間の長さは相違する。最も重要な点は、広い範囲の地域に持続波動作で信号を供給することである。本発明の思想は、このような認識から始まったもので、各OFDM伝送フレームのフレーム・ヘッダに対する保護期間だけを、考え得る最悪の条件のアプリケーションを想定して設計し、

各OFDM伝送フレームの有効データ領域のOFDMシンボルに対する保護期間は、考慮対象のネットワークにおいて生じる実際の遅延時間差に応じて設計する

ことである。

#### 図面の簡単な説明

図1は、従来技術によるOFDM伝送フレームの概略設計を示す。

図2は、本発明に従うOFDM伝送フレームの概略設計の3つの例を示す。

図3は、図2に従ってOFDM伝送フレームを生成するOFDM変調器のブロック図を示す。

図4は、図2に従うOFDM伝送フレームの変調信号を復調するOFDM復調器のブロック図を示す。

#### 発明の実施態様の詳細な説明

次に、本発明を図面を参照して詳細に説明する。

図3は、送信側のOFDM変調の基本的な特徴を示している。最小の伝送単位を表すOFDMシンボルを形成するために、デジタル符号化データのブロック310を考える。そのデータを用いて、周波数領域320における複数の直交キャリアが変調される。この処理において、標準的デジタル変調技術（例、QPSK、QAM、等）を適用して各キャリアを変調する。逆フーリエ変換330を用いて、持続時間 $T_A$ の周期（期間）の時間信号を合成する。この周期的時間信号は、データ・ブロック310の全体の情報を含んでおり、中間的に記憶された検出値340の形態で利用可能となるものであって、アナログ信号に変換され、シンボル持続時間 $T_B$ で送信される。ここで、シンボル持続時間 $T_B$ は、サイクル持続時間（周期）によって決まる最小限の有効シンボル時間 $T_A$ より長くなるように選択される。送信信号に対する付加時間または送信信号の延長時間は、持続時間 $T_B - T_A$ を有する保護期間(guard interval)として表される。

本発明によれば、制御シンボル(Steuerungssymbol)に対する保護期間 $T_{g\_ctrl}$  ( $T_{g\_cont}$ )は、データ・シンボルに対する保護期間 $T_{g\_data}$ より長い長さに選択される。この選択は、OFDM伝送フレームにおけるOFDMシンボルの位置の関数の形で制御される切換え手段360によって実行される。ここで、保護

期間 $T_{g\_strg}$ の長さは、広域の持続波ネットワークにおいて予想（想定）される臨界条件においても連続する制御シンボル間のクロストークが回避（防止）できるように選択される。保護期間 $T_{g\_data}$ は、相異なる保護期間の集合（群）37

0の中から選択することができるものであり、個々の事例において実現した送信機のネットワーク構成によって実際に各遅延時間に差が生じたときにも、連続するデータ・シンボル間に実質的にクロストークが生じないような長さに設定される。データ・シンボルの保護期間 $T_{g\_data}$ に対して選択した持続時間の長さは、制御シンボルの信号を用いて受信側に伝えられる。このようにして、例えば図2のa)～c)に示すような相異なる保護期間を有するOFDM伝送フレームが生成される。

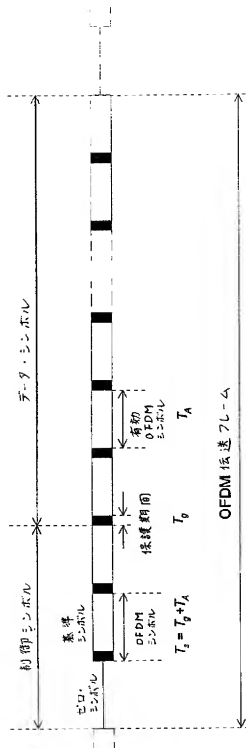
受信側では、最初にOFDM伝送フレームに対して概略の粗い同期が取られる。受信した時間信号400は、最初に伝送されたOFDMシンボルのシンボル持続時間 $T_s$ において、検査（探査）されて最初にサイクル持続時間 $T_A$ が検出される（420）、周波数領域へのフーリエ変換（430）によって解析される。伝送されたデータ450は、個々のキャリアを復調して復元される。一方、精細な時間同期を取って同期を微調整するために、通常、最初（第1の）OFDMシンボルが基準シンボルとして用いられて、伝送チャンネルのインパルス応答の計算が可能となり、かつキャリア周波数の振幅および位相が復元できる。伝送チャンネルのインパルス応答を用いることによって、長い時間となるように選択された保護期間 $T_{g\_strg}$ の持続時間の範囲内でマルチパス・チャンネルおよび持続波ネットワークにおいて生じる全てのエコーの振幅と遅延時間を知ることができる。

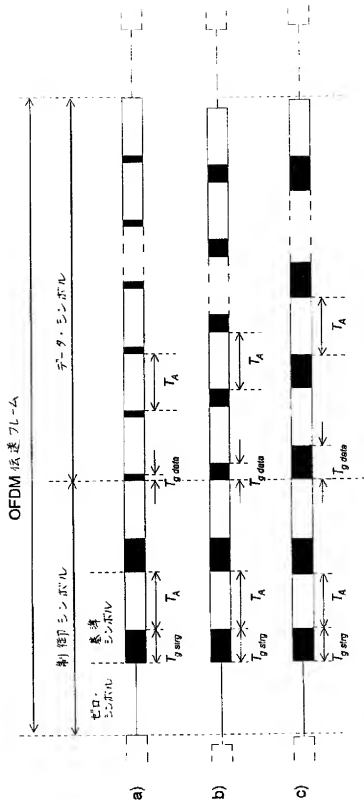
後続の各OFDMシンボルを検査してサイクル持続時間 $T_A$ を検出するタイミングは、伝送フレームにおけるOFDMシンボルの位置の関数として、それぞれの保護期間の持続時間分だけ遅延される。制御490において、各制御シンボルおよび各データ・シンボルに対する保護期間の持続時間は、本発明に従って予め設定されている。そのデータ・シンボルに対する保護期間 $T_{g\_data}$ の持続時間は、先に、信号（制御シンボル）で伝えられて、取り得る相異なる保護期間495の集合（群）の中から選択される。

本発明による方法の利点は、比較的少ないハードウェア費用で保護期間の持続時間を柔軟に設定することができ、それによってOFDMシステムの実現およびネットワーク計画の観点からOFDMシステムを最適化することが可能になることである。また、本発明による方法の別の利点は、データ・シンボルに対して予

め設定した保護期間を越えるエコー遅延時間の差が生じたときに明らかになる。制御シンボルに対して十分に長い保護期間が与えられている限り、さらに、基準シンボルを用いて求められる伝送チャンネルのインパルス応答を用いた通常の方法により、データ・シンボルに対してエコー等化を行うことも可能となる。

【図 1】





$T_{g, \text{avg}}$   
 $T_{g, \text{data}}$   
 $T_A$

固定長を有する制御シンボルの保護期間  
 プログラム可能な長さで有するデータ・シンボルの保護期間  
 固定長の有効OFDMデータ・シンボル



【図3】

OFDM 変調器

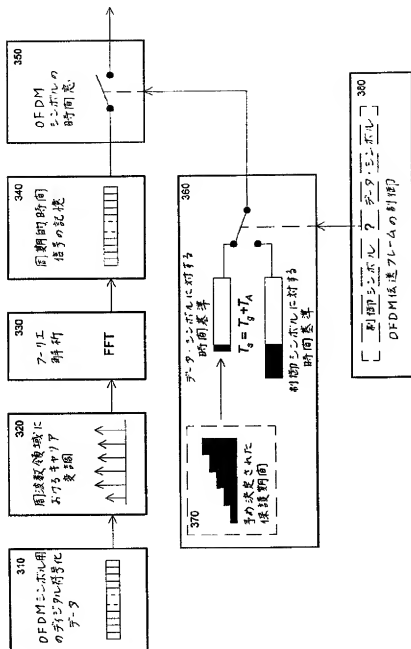


図 3

【図 4】

OFDM 復調器

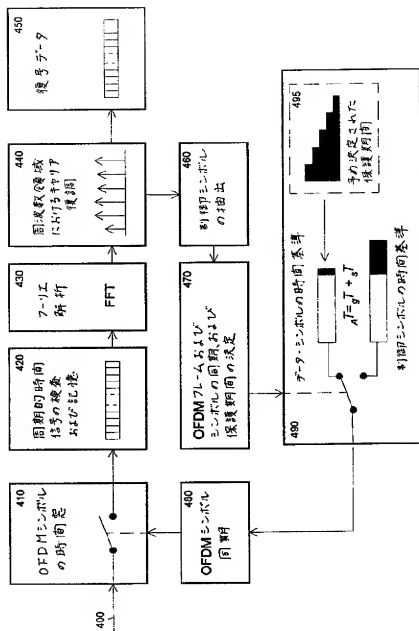


図 4

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 6 H04L5/06 H04H3/00		International Application No. PCT/EP 95/02868
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classifications and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 6 H04L H04H		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of documents, with indications, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	RUNDFUNKTECHNISCHE MITTEILUNGEN, vol. 38, no. 1, January 1994 NORDERSTEDT DE, pages 14-23, BRUGGER 'DAB - Gleichwellennetze bei 1,5GHz' see page 14, right column, paragraph 2 - page 15, left column, paragraph 2 see table 1  ---  -/-	1-3
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance. "E" earlier document but published on or after the international filing date. "I" document which may derive no priority, or priority of which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified). "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means. "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed. "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to substantiate the priority of the invention. "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone. "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other cited documents, such combinations being obvious to a person skilled in the art. "R" document member of the same patent family.		
Date of the actual completion of the international search  3 November 1995		Date of making of the international search report  20.11.95
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 1201 NL - 2200 HV Rijswijk Tel. (+31-71) 440 2040, Tx. 31 691 970 nl, Fax (+31-70) 340 3016		Authorized officer  Scriven, P

Form PCT/ISA:1/9 Second sheet (July 1992)

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/EP 95/02868

## C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Reference to claim No.
A	<p>SIGNAL PROCESSING IMAGE COMMUNICATION., vol. 5, no. 5/6, December 1993 AMSTERDAM NL, pages 379-403, TOURTIER ET AL. 'Multicarrier modem for digital HDTV terrestrial broadcasting' see figures 6-8, 11 see page 385, paragraph 2 - page 387, paragraph 1</p>	1-3
A	<p>IEEE TRANSACTIONS ON CONSUMER ELECTRONICS, vol. 35, no. 3, August 1989 NEW YORK, US, pages 493-503, LE FLOCH ET AL 'DIGITAL SOUND BROADCASTING TO MOBILE RECEIVERS' see figure 3 see page 496, left column, paragraph 1 see page 501, right column, paragraph 5</p>	1-3

Form PCT/ISA/CII (Continuation of record sheet) (May 1992)

(19) **KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE****KOREAN PATENT ABSTRACTS**

(11)Publication number: **1020020003370**  
**A**  
 (43)Date of publication of application:  
**12.01.2002**

(21)Application number: **1020017010853**  
 (22)Date of filing: **24.08.2001**  
 (30)Priority: **28.12.1999 1**  
 (51)Int. Cl. **H04B 1/76**

(71)Applicant: **NTT DOCOMO, INC.**  
 (72)Inventor: **ATARASHI HIROYUKI**  
**ABETA SADAYUKI**  
**SAWAHASHI MAMORU**

**(54) PATH SEARCH METHOD, CHANNEL ESTIMATING METHOD AND COMMUNICATIONS DEVICE**

(57) Abstract:

A communications device provided with at least one of a path search means for detecting each path component timing contained in a reception signal received via a multi-path transmission line by using a phase-known pilot symbol contained in a reception signal, and a channel estimating means for estimating channel variations by using a pilot symbol. The path search means has a first path search unit for detecting each path component timing by using a pilot symbol, and a second path search unit for detecting each path component timing by using an information symbol and a pilot symbol based on a signal demodulated according to timings detected by the first path search unit. The channel estimating means has a pilot symbol acquisition unit for acquiring a pilot symbol contained in a reception signal, and a channel estimating unit for estimating a channel by using the acquired pilot symbol.

copyright KIPO &amp; WIPO 2007

Legal Status

Date of request for an examination (20010824)

Notification date of refusal decision (20040430)

Final disposal of an application (registration)

Date of final disposal of an application (20041021)

Patent registration number (1004675430000)

Date of registration (20050113)

Number of opposition against the grant of a patent ( )

Date of opposition against the grant of a patent (00000000)

Number of trial against decision to refuse (2004101003431)

Date of requesting trial against decision to refuse (20040802)

Date of extinction of right ( )

# (19)대한민국특허청(KR) (12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl.<sup>7</sup>  
H04B 1/76

(45) 공고일자 2005년01월24일  
(11) 등록번호 10- 0467543  
(24) 등록일자 2005년01월13일

(21) 출원번호	10- 2001- 7010853	(65) 공개번호	10- 2002- 0003370
(22) 출원일자	2001년08월24일	(43) 공개일자	2002년01월12일
변역문 제출일자	2001년08월24일		
(86) 국제출원번호	PCT /JP2000/009313	(87) 국제공개번호	WO 2001/48959
(86) 국제출원출원일자	2000년12월27일	(87) 국제공개일자	2001년07월05일

(81) 지정국                      국내특허 : 오스트레일리아, 캐나다, 중국, 일본, 대한민국, 미국, 싱가포르,  
  
EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스,  
아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,  
터어키,

(30) 우선권주장                      JP- P- 1999- 00375797    1999년12월28일                      일본(JP)  
   JP- P- 1999- 00375798    1999년12월28일                      일본(JP)

(73) 특허권자                      엘티티 도코도 인코퍼레이티드  
   일본 도코도 치요다쿠 나가타초 2초메 11- 1

(72) 발명자                              아타라시히토유키  
   일본국카나가와켄요코하마시카나자와쿠무츠우라1초메2- 33- 310  
  
   아베타사다유키  
   일본국카나가와켄요코카시노비4초메18- 4- 102  
  
   사와하시마도루  
   일본국카나가와켄요코하마시카나자와쿠도미오카니시1초메59- 17

(74) 대리인                              특허법인 원전

참고문헌 : 문예주

## (54) 채널추정 방법 및 통신장치

### 요약

통신장치는 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 검출하는 경로탐색 수단과, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 반응을 추정하는 채널추정 수단 가운데 적어도 한쪽을 구비하고 있다. 경로탐색 수단은 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와, 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 갖는다. 채널 추정 수단은 수신신호에 포함되는 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널 추정을 행하는 채널추정부를 갖는다.

도면

# 도 1

## 목차

### 다중경로, 채널추정, 경로탐색

## 명세서

### 기술분야

본 발명은 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치에 관한 것으로, 특히, 레이크(RAKE) 수신에 이용하는 경로탐색 방법 및 이와 같은 경로탐색 방법을 사용하는 통신장치, 및 채널변동을 추정하는 채널추정 방법 및 이와 같은 채널추정 방법을 사용하는 통신장치에 관한 것이다.

### 배경기술

최근 이동통신 시스템으로 부호분할다중접속(Code Division Multiple Access : CDMA) 방식이 주목받고 있다. 이 CDMA 방식은 스펙트럼 확산(Spread Spectrum) 기술을 기본으로 한 통신기술이다.

일반적으로 이동통신 환경에서는 송신측으로부터 수신된 신호가 복수의 전파경로, 소위 다중경로의 전파경로를 통해 수신측에 도달하기 때문에 수신되는 신호는 다중경로 신호의 합으로 구성된다. 따라서, 수신되는 신호는 도달시간, 진폭 및 위상이 서로 다른 신호성분의 합으로 구성되어 있다.

그러므로, 기지국과 이동국에서 CDMA 방식을 사용하여 통신을 하는 경우, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호를 지연시간이 서로 다른 각 경로성분으로 분리하여 동상합성 하는, 소위 레이크 합성수신이 가능하다. 이 레이크 합성수신은 간섭, 열잡음에 대한 회담신호전력비를 향상시키는 것에 의해 전송특성을 개선하는 것이 가능하다. 따라서, CDMA 방식에서는 다중경로의 타이밍(timing)을 정확도가 중요도 감출하여 각 경로성분을 정확히 분리하는 경로탐색 방법이 매우 중요한 기술이 된다.

종래의 경로탐색 방법으로는, 예를 들면 「실내/실외 실험에 의한 DS(Direct Sequence)-CDMA 시스템의 경로탐색특성(야오야마 등, 전자정보통신학회 기술연구보고, RCS97-164, pp.51-58, 1999년 11월)」이 제안되어 있다. 이 경로탐색 방법은 송신신호에 주기적으로 삽입된 미리 알려진 위상의 파이롯트(pilot) 심볼(symbol)을 이용하여 상관관계 계산, 상관관계값 평균화, 피크(peak) 감출의 각 처리를 하는 것에 의해 경로의 타이밍 감출을 하고 있다. 여기서 상관관계 계산은 수신신호의 파이롯트 심볼에 확산부호를 송신하는 것에 의해 역확산처리를 하고, 심볼의 상관관계값을 계산한다. 또, 파이롯트 심볼의 위상이 미리 알려진 것을 이용하여 상기의 심볼의 상관관계값을 동상가산 한 후, 이 동상가산 값을 일정시간이 경과할 때까지 전력가산 한다.

이상의 처리로 추출한 심볼 상관관계값의 계열(순시지연 프로파일(profile))을 이용하여, 레이크 합성에 유효한 경로를 선택하기 위해 피크 감출을 한다. 우선 제 1 경로로서 심볼 상관관계값의 계열로부터 최대 레벨을 갖는 경로를 선택한다. 이어서 제 2 경로로서 제 1 경로의 타이밍으로부터 적어도 확산부호 r 칩(chip) 이상 떨어진 타이밍의 심볼 상관관계값으로부터 최대 레벨을 갖는 경로를 선택한다. 또, 제 3 경로 이상도 동일한 방법에 의해 경로의 선택을 한다.

또 한편, 종래의 경로탐색 방법으로는 「W(Wide)-CDMA에 있어서 레이크 합성 경로탐색의 실험적 검토(후쿠모토 등, 전자정보통신학회 기술연구보고, RCS98-30, pp.41-48, 1998년 5월)」가 제안되어 있다.

이 경로탐색 방법은 1 슬롯(slot)내의 파이롯트 심볼을 동상가산 하여 순시의 채널 추정치를 산출하고, 연속하는 2 슬롯의 채널 추정치를 동상가산 하여 제공하는 것에 의해 순시전력지연 프로파일을 추출한다. 그리고, 이 순시전력 프로파일을 복수 슬롯 블록을 추출하고 평균화하는 것에 의해 평균화 된 순시전력지연 프로파일 중에서 신호전력이 최대인 상위 N 경로를 회담신호로 간주하고, 이 상위 N 경로를 제외한 나머지의 경로에 대해서 평균화한 전력을 감속전력 Pn으로 가감한다.

그리고, 이 감속전력 Pn의 M배 전력 레벨을 경로선택의 임계값으로 하는 것에 의해, 이 임계값을 넘는 신호전력을 갖는 경로를 레이크 합성의 경로로 선택하고 있다.

그러나, 상기의 경로탐색 방법은 이동국과 기지국의 통신에 있어서, 송신계시부터 종료까지 항상 신호가 연속적으로 존재하는 같은 상황에 있는 회선교환방식에 대응한 것이다.

따라서, 패킷(packet)에 의한 신호전송과 같이 신호가 연속적으로 존재하지 않고 간헐적으로 전송되고 있는 경우, 상기에서 언급한 경로탐색 방법에서는 일정시간의 평균화 처리가 되지 않아서 경로탐색의 정확도가 열화된다고 하는 문제가 있었다.

다른 한편으로, 이동통신 시스템에서는 이동국과 기지국의 상대위치의 변동에 따라서 페이딩(fading)이라 불리는 현상이 발생한다. 페이딩은 전파의 통로로 되는 매체의 상태의 영향을 받아 수신전계의 강도가 시간적으로 변화하는 현상이다. 이 페이딩에 의해 수신되는 신호는 진폭 및 위상이 변동하게 된다. 따라서, 수신신호의 절대위상으로부터 정보 심볼을 복조하는 절대동기식과 방식에서는 진폭 및 위상의 변동, 소위 채널변동을 정확도가 좋게 추정하고 그



변동을 보상하는 기술이 필요 불가결하게 된다.

종래, 절대동기검파를 하기 위한 채널추정 방법으로는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용하는 방법이 있다. 이 채널추정 방법은 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 수신신호에 주기적으로 다중하여 송신하고, 수신측에서 이 파이롯트 심볼을 사용하여 수신신호의 채널을 추정한다. 그리고, 이 추정 결과에 따라 파이롯트 심볼 이외의 정보 심볼의 채널변동을 추정하고 있다. 일반적으로 주기적으로 삽입된 파이롯트 심볼로부터 얻어지는 채널변동량을 시간적으로 보간하는 것으로 정보 심볼의 채널변동량을 추정할 수 있다.

예를 들면, 「A analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels」(J.K. Cavers, IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 686- 693, vol.40, no.4, Nov 1991). 에서는 파이롯트 심볼과 함께 삽입된 정보 심볼의 채널변동량을 위너필터(Weiner Filter)를 사용하여 보간을 하는 방법이 제안되어 있다.

또, 「Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications」(S. Sampei and T. Sunaga, IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 137- 147, vol.42, no.2, May 1993). 에서는 보간을 할 때에 지차의 가우스(Gauss) 보간을 사용하여 채널추정을 하는 방법이 제안되고 있다. 그 외에 선형보간을 사용하는 방법 등도 제안되고 있다.

또, 채널추정을 고정화도와 하기 위해서, 파이롯트 심볼만을 사용하여 절대동기검파를 하고, 가 데이터 관정된 정보 심볼에 재변조를 하여 위상시키는 방법도 제안되어 있다. 이 경우, 위상되는 복역복소값을 수신신호에 송신하여 변조 심볼을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 이 정보 심볼 및 파이롯트 심볼 양쪽을 사용하여 반복하여 채널추정을 하는 방법이 있다.

예를 들면, 이 방법은 「Symbol- aided plus decision- directed reception for PSK/TCM modulation on shadowed mobile satellite fading」(G. T. Irvine and P. J. McInane, IEEE Journal on Selected Areas on Communications, pp. 1289- 1299, vol SAC- 10, Dec. 1992). 에 개시되어 있다.

또, 가 데이터 관정된 정보 심볼의 데이터 관정 오류를 감감하기 위하여 미리 정보 심볼에 오류정정부호화를 하여두는 방법도 있다. 이 경우, 파이롯트 심볼만을 사용하여 절대동기검파를 하고, 오류정정부호화를 하고서 가 데이터 관정을 하고 있다.

예를 들면, 이 방법은 「DS/CDMA 에 있어서 관정위환대 삽입형동기검파 방식과 비터비(Viterbi) 복호의 특징」(히가시 등, 1994년 전자정보통신학회 추계대회강연논문집, B- 305) 에 개시되어 있다.

그러나, 상기의 파이롯트 심볼을 사용하는 채널추정 방법은 이동국과 기지국과의 통신중에 회선교환방식에 의해 항상 채널이 할당되고, 연속적으로 신호가 송수신되고 있는 상황에서 이용되도록 고려된 것이다.

그러나, 정보 심볼을 패킷이라 불러지는 포맷(format)으로 하여 송수신하는 패킷무선접속망에서는, 이동국과 기지국과의 통신에 간헐적으로 신호가 송수신된다. 즉, 회선교환방식과 같이 주기적으로 파이롯트 심볼을 다중화 한다고 하는 것이 불가능하게 된다.

또, 상기의 파이롯트 심볼과 변조정분도를 제거한 정보 심볼의 양쪽을 사용하는 채널추정 방법은 가 데이터 관정된 정보 심볼이 변조되어 일률적으로 위환된다. 하지만, 이동통신 시스템에서는 잡음, 간섭신호 등의 영향에 의해 수신되는 신호의 신뢰도가 변동하기 때문에 가 데이터 관정된 정보 심볼을 변조하여 일률적으로 위환하는 것은 바람직하지 않다

## 발명의 상세한 설명

본 발명은 상기의 문제점을 제거한 신규하고, 또한 유용한 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치를 제공하는 것을 개략적 목적으로 한다.

본 발명의 보다 구체적인 제 1의 목적은, 레이크(RAKE) 수신에 이용할 수 있고, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 경로탐색이 가능한 경로탐색 방법 및 이와 같은 경로탐색 방법을 사용하는 통신장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

또, 본 발명의 보다 구체적인 제 2의 목적은, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능한 채널추정 방법 및 이와 같은 채널추정 방법을 사용하는 통신장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

본 발명의 또 다른 목적은, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되어 있는 가 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색 방법에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트를 이용하여 각 경로의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계와, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 포함하는 경로탐색 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 경로탐색 방법에 의하면, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용한 경로탐색을 하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 다시 검출하는 것으로, 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다. 따라서, 상기 제 1의 목적은 달성된다.

우선, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 경로탐색을 하고, 그 경로탐색의 결과를 이용하여 다시 파이롯트 심볼과 정보 심볼을 이용해서 경로탐색을 하는 것이 효율적이라는 관점에서, 상기 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼은, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호를 역확산하는 단계와, 상기 각 경로 타이밍에서 역확산처리된 정보 심볼을 심볼마다 동상가산 하는 단계와, 상기 동상가산 된 각 정보 심볼을 복조하고, 데이터 관정하는 단계와 상기 데이터 관정된 신호를 재변조하는 단계에 의해 생성되도록 하여도 좋다. 이와 같은 경로탐색 방법에서는, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 역확산 하고, 그 역확산처리의 결과를 동상가산 하고, 그 동상

가산 된 각 정보 심볼을 복조한다. 또한, 동상가산으로는, 예를 들면 테이코 합성 등이 있다. 복조된 신호를 채널조 하여 제 2 경로탐색 단계로 귀환하여 이용하는 것에 의해 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출할 수 있다.

변조된 정보 심볼 가운데 신뢰도가 높은 것을 선택해서 이용한다고 하는 관점에서, 상기의 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼은 상기 복조된 정보 심볼 가운데 소정의 조건에 적합한 것이 선택되고, 귀환되도록 하여도 좋다. 이와 같이, 채널조 한 정보 심볼 가운데 신뢰도가 높은 것을 선택하여 경로탐색에 이용하는 것에 의해 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출 할 수 있다.

경로탐색을 반복하는 것에 의해 정확도를 향상시킨다는 관점에서, 상기의 경로탐색 방법에 있어서, 상기 제 2 경로탐색 단계는 소정의 조건에 적합할 때까지 반복하여 처리되도록 하여도 좋다. 이와 같이 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 복조를 하는 것에 의해, 데이터 판정결과와 정확도를 향상시킬 수 있다. 그리고, 정확도가 향상된 데이터 판정결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복하는 것에 의해 경로탐색의 정확도가 더욱 향상하고, 결과적으로 데이터 판정결과를 더욱 향상시킬 수 있다.

이동범위를 확대한다는 관점에서, 상기 경로탐색 방법에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호는 다중반송파 부호분할다중접속 방식에 의해 전송되어도 좋다. 이와 같이 본 발명의 경로탐색 방법은 다중반송파 부호분할다중접속방식에 의해 전송된 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 이용되는 것도 가능하다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함된 데이터 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의해 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널추정에 이용하는 것에 의하면, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능하게 된다. 따라서, 상기 제 2의 목적은 달성된다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 시간다중 되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 시간다중 해서 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 패킷에 부호다중 되어 있어도 좋다. 이와 같이, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 송신 패킷에 부호다중 하여 송신할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 채널추정 단계는 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일한 송신원으로 부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하여도 좋다. 이와 같이, 동일한 송신원으로 부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널추정에 이용할 수 있고, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능하게 된다. 따라서, 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 시간다중 되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 시간다중 하여 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 부호다중 되어 있어도 좋다. 이 경우, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 공통제어 채널 내에 부호다중 하여 송신하면 좋다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 채널추정 단계는, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일한 송신원으로 부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합하여 채널추정을 하여도 좋다. 이와 같이, 동일한 송신원으로 부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상하는 것이 가능하다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 패킷 및 공통제어 채널 내에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼이 다중되어 있는 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 2 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 수신측에서 수신 패킷 및 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득할 수 있다. 따라서, 수신 패킷 및 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼에 의해 채널추정을 하는 것으로 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다. 이에 의해 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 가 채널추정 단계와, 상기 가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 판정정보 심볼을 생성하는 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계와, 상기 가 데이터 판정정보 심볼을 이용하여 변조정보를 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 최초에 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하고, 다음에 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다. 따라서, 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기 가 데이터 판정정보 심볼 생성 단계는 상기 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 하고 가중치 부여 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 가 데이터 판정정보 심볼에 신뢰도에 따른 가

증치 부어를 하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기가 데이터 환경정보 심볼 생성 단계는 상기가 데이터 환경정보 심볼을 오류정정 복호화 하고, 다시 오류정정부호화를 하는 오류정정 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 가 데이터 환경정보 심볼을 오류정정복호화 하고, 다시 오류정정부호화 하는 오류정정 처리를 포함하는 것에 의해 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다.

상기 채널추정 방법에 있어서, 상기가 데이터 환경정보 심볼 생성 단계는 상기가 오류정정부호화 후의 가 데이터 환경정보 심볼에 인코딩도에 따른 가증치 부어를 하는 가증치 부어 처리를 포함해도 좋다. 이와 같이, 오류정정부호화 후의 가 데이터 환경정보 심볼에 가증치 부어를 하는 것에 의해, 더욱 채널추정의 정확도를 향상시킬 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 복수의 부반송파(subcarrier)를 취득하는 부반송파 취득 단계와, 상기 복수의 부반송파와 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와, 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파와 마다 채널추정을 하는 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법을 제공하는 것에 있다. 본 발명으로 되는 채널추정 방법에 의하면, 복수의 부반송파와 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하고, 그 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파와 마다 채널추정을 하는 것에 의해 다중반송파 전송방식에 더욱 적용할 수 있다.

상기와 같이 패킷 내 및 상기 공통 채널 내의 적어도 한쪽에 다중된 이미 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 상기 경로탄색 방법에 있어서도 사용이 가능하다.

본 발명의 다른 목적은 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신된 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용하여 검출하는 경로탄색 수단과, 상기 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정 수단을 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 경로탄색 수단은, 상기 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탄색부와, 상기 제 1 경로탄색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탄색부를 갖는 구성으로 하여도 좋다. 이 경우, 각 경로 성분의 타이밍을 고정확도로 검출할 수 있다. 따라서, 고정확도의 테이크 합성 수신이 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 채널추정 수단은, 상기 수신신호에 포함되는 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 갖는 구성으로 하여도 좋다. 이 경우 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널추정이 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 채널추정 수단은, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정부를, 상기가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 환경정보 심볼을 생성하는 가 데이터 환경정보 심볼 생성부와, 상기가 데이터 환경정보 심볼을 이용하여 변조신호를 제1한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 추정부를 갖는 구성으로 할 수 있다.

상기 부반송파 심볼 취득부는, 상기 수신신호에 포함되는 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와, 상기 복수의 부반송파와 마다 포함되는 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부를 갖고, 상기 채널추정부는 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파와 마다 채널추정을 하는 구성을 할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탄색을 하는 통신장치에 있어서, 상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탄색부와, 상기 제 1 경로탄색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탄색부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 2 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 패킷 및 공통제어 채널 내에 다중되어 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 1 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 공통제어 채널 내에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 제 2 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와, 상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 가 채널추정을 하는 가 채널추정부와, 상기가 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 환경정보 심볼을 생성하는 가 데이터 환경정보 심볼 생성부와, 상기가 데이터 환경정보 심볼을 이용하여 변조 성분을 제1한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 채널을

추정하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

본 발명의 다른 목적은, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 통신장치에 있어서, 수신 패킷에 포함된 복수의 부반송파를 위트하는 부반송파 위트부와, 상기 복수의 부반송파마다 포함된 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 위트하는 파이롯트 심볼 위트부와, 상기 복수의 파이롯트 심볼을 이용하여 부반송파마다 채널추정을 하는 채널추정부를 구비한 통신장치를 제공하는데 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기의 과정은 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계를 실행하는 경로탐색 수단과, 상기 제 1 경로탐색 단계 후에 채널변동을 추정하는 채널추정을 행하는 제 1 채널추정 단계를 실행하는 채널추정 수단을 구비하고, 상기 경로탐색 수단은 상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초한 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 하는 제 2 채널추정 단계를 행하고, 이후는 상기 제 2 채널추정 단계 후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 상기 제 2 경로탐색 단계를 행하고, 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 상기 제 2 채널추정 단계를 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 하는 통신장치에 의해서도 달성할 수 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적을 달성할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼은, 상기 수신신호의 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 상기 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다.

상기의 과정은 수신신호의 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 경로탐색 및 채널추정의 적어도 한쪽을 하는 경로탐색, 채널추정 수단을 구비한 장치에 의해서도 달성할 수 있다. 본 발명으로 되는 통신장치에 의하면 상기 제 1 및 제 2의 목적의 적어도 한쪽을 달성할 수 있다.

상기 파이롯트 심볼은, 상기 수신신호의 패킷 내 및 공통제어 채널 내의 적어도 한쪽에 포함되어 있어도 좋다. 또, 통신장치는 상기 정보 심볼을 귀환하는 귀환 수단을 더 구비하고, 상기 경로탐색, 채널추정 수단은 채널추정 후에 복조되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 경로탐색을 하고, 상기 경로탐색에서 검출된 타이밍에 따라 상기 귀환 수단을 통해 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 추정을 행한다고 하는 처리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 하는 구성으로 하여도 좋다.

본 발명의 더 다른 목적 및 특징은, 이하의 도면과 함께 기술되는 설명에 의해 명확히 될 것이다.

#### 도면의 간단한 설명

- 도 1은 본 발명으로 되는 통신장치의 제 1 실시예의 개략적 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 2는 통신장치의 제 1 실시예의 처리 순서를 설명하는 흐름도이다.
- 도 3은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 4는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 5는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 6은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 7은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 8은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 9는 회상신호전력 대 간섭 플리스 잡음전력비를 구하기 위한 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 10은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 11은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 12는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 구조를 나타내는 도이다.
- 도 13은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 14는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 15는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 16은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 17은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 18은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 19는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다.
- 도 20은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 21은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 22는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 23은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 24는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 8 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 25는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 9 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 26은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 10 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

- 도 27은 채널추정부의 제 10 실시예에 있어서 각 부분송파의 개열마다 행하는 채널추정부의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 28은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 11 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.
- 도 29는 채널추정부의 제 11 실시예에 있어서 각 부분송파의 개열마다 행하는 채널추정부의 구성을 나타내는 블록도이다.

## 실시예

이하, 본 발명으로 되는 경로탐색 방법, 채널추정 방법 및 통신장치의 각 실시예를 도면과 함께 설명한다.

도 1은 본 발명으로 되는 통신장치의 제 1 실시예의 개략적 구성을 나타내는 블록도이다. 통신장치 1은 대략 도와 같이 접속된 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130), 확산부호 복제(Replica) 생성부(116), 레이크(RAKE) 평가(Finger) 회로(110-1~110-3), 레이크 합성부(140), 동기 검출부(141), 채널추정부(142), 오류정정복호부(143-1), 오류정정부호화부(143-2) 및 스위치(50)로 되어 있다. 다중경로의 전파경로를 거쳐서, 도시를 생략한 안테나, 주파수 변조부, 아날로그/디지털(A/D) 변환부와 메모리등을 통해서 수신되는 수신신호는 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130) 및 레이크(RAKE) 평가(Finger) 회로(110-1~110-3)에 입력된다.

경로탐색부 A(120)는 대략 수신신호와 공급되는 송신기(121), 확산부호 복제 생성부(122), 지연 프로파일 생성부(123) 및 경로탐색부 A(120)의 출력을 생성하는 경로선택부(124)로 되어 있다. 마찬가지로, 경로탐색부 B(130)는 대략 수신신호가 공급되는 송신기(131), 확산부호 복제 생성부(132), 지연 프로파일 생성부(133) 및 경로탐색부 B(130)의 출력을 생성하는 경로선택부(134)로 되어 있다. 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)의 출력은 지연레이아웃(117)을 통해 레이크 평가 회로(110-1~110-3)에 공급한다.

레이크 평가 회로(110-1~110-3)는 동일한 구성을 가지고, 레이크 평가 회로(110-1)는 대략 수신신호가 공급되는 지연레이아웃(112-1), 송신기(114-1), 채널추정부 A(20-1), 채널추정부 B(30-1) 및 채널변동보상부(216-1)로 되어 있다. 레이크 평가 회로(110-1~110-3)의 출력은, 채널변동보상부(216-1~216-3)(216-1만 나타냄)로부터 레이크 합성부(140)에 공급되어 합성되고, 동기검출부(141)에 공급된다. 동기검출부(141)로부터는 검파출력이 얻어진다. 동기검출부(141)로부터의 검파출력은 오류정정복호부(143-1)에 공급되고, 오류정정 및 복호처리된 출력신호가 출력된다. 오류정정복호부(143-1)로부터의 출력신호는 오류정정부호화부(143-2)에서 오류정정 및 부호화 처리되어 스위치(50)에 공급된다. 스위치(50)에는 동기검출부(141)로부터의 검파출력도 공급된다. 스위치(50)의 출력은, 채널추정부(142)를 통해서 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)과, 레이크 평가 회로(110-1~110-3)의 채널추정부 B(30-1~30-3)(30-1만 나타냄)에 귀환된다. 채널추정부(130), 오류정정부호화부(143-2) 및 스위치(50)는 판정된 처리부(60)을 구성한다.

통신장치 제 1 실시예는 후술하는 것과 같이, 특히 경로탐색부 A(120), 경로탐색부 B(130) 및 레이크 평가 회로(110-1~110-3)의 채널추정부 A(20-1~20-3)(20-1만 나타냄)과 채널추정부 B(30-1~30-3)(30-1만 나타냄)의 구성 및 동작에 특징이 있다.

구체적으로는 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)는 제 1 경로탐색 단계 및 제 2 경로탐색 단계를 가지고, 레이크 평가 회로(110-1~110-3)은 제 1 채널 추정 단계와 제 2 채널 추정 단계를 갖는다.

제 1 경로탐색 단계에서는, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출할 때에 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출한다. 제 2 경로탐색 단계에서는, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조되는 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출한다. 이와 같이, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용한 각 경로탐색 단계에서 각 경로 성분의 타이밍을 검출한다. 그 타이밍에 따라 복조되는 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 다시 검출함으로써 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다.

다른 한편, 제 1 및 제 2 채널추정 단계는, 각각 파이롯트 심볼을 사용해서 채널변동을 추정할 때, 수신신호에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계, 취득한 파이롯트 심볼을 이용해서 채널추정을 하는 채널 추정 단계를 갖는다. 제 2 채널 추정 단계에서는 제 1 채널 추정 단계에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼과 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널 추정을 한다. 이와 같이, 정보 심볼과 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널 추정에 이용하는 것에 의해 송신신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능하게 된다.

또한, 경로탐색과 채널추정에 이용된다. 귀환된 정보 심볼은 경로탐색과 채널추정에서 파도파도의 것을 이용할 필요 없이도 공통하는 것으로 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

즉, 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 수신신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계를 실행하고, 제 1 경로탐색 단계 후에 채널변동을 추정하는 제 1 채널 추정 단계를 실행하고, 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 제 1 채널 추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 제 1 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계를 실행하고, 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 제 2 채널 추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널변동을 추정하는 채널 추정을 하는 제 2 채널 추정 단계를 행하고, 이후는 제 2 채널 추정 단계에서 복조된 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 제 2 경로탐색을 행하고, 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 판정귀환처리부(60)를 통해서 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 사용해서 제 2 채널 추정 단계를 행한다고 하는 지리를 반복하여 경로탐색 및 제

널 추정을 재귀적으로 행하는 것이 가능하다. 이렇게 하여, 경로탐색 및 채널 추정이 재귀적으로, 즉 보편적으로 작용을 더하여 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

도 2는 통신장치의 제 1 실시예의 처리 순서를 설명하는 흐름도이다. 도 2에 있어서, 단계 S1은 수신 패킷 신호를 메모리에 축적한다. 수신 패킷 신호가 메모리에 축적된 후 단계 S2는, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 경로탐색을 한다. 경로탐색이 완료되면 단계 S3은, 수신신호에 선택된 경로의 수신 타이밍으로 역확산처리 및 채널 추정처리를 하고 레이크 합성을 한다.

단계 S4는 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조하고, 정보 심볼의 가 데이터 관정이 행해진다. 이후 단계 S5는 가 데이터 관정된 정보 심볼을 변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색을 위해 귀환한다. 단계 S6은, 파이롯트 심볼이 위상이 미리 알려진 것 및 정보 심볼이 귀환된 공역복소값을 송산하는 것으로 미리 알려진 위상으로 되는 것을 이용해서, 파이롯트 심볼 및 정보 심볼의 양쪽을 사용하여 경로탐색을 한다.

경로탐색이 완료되면 단계 S7은 수신신호에 새로운 선택된 경로의 수신 타이밍으로 역확산처리 및 채널 추정처리를 하고, 레이크 합성이 행해진다. 그리고, 단계 S8은 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조한다.

단계 S9는, 경로탐색의 처리를 반복할 것인지 아닌지를 판정하고, 판정결과가 예(Yes)이면, 처리는 단계 S5로 되돌아 가서 정보 심볼의 가 데이터 관정을 행하고, 가 데이터 관정이 된 정보 심볼을 변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색을 위해서 귀환한다. 한편, 단계 S9의 판정결과가 아니오(No)이면 단계 S10은 데이터 관정 결과를 출력하고, 처리는 종료한다.

즉, 단계 S2의 경로탐색 및 단계 S7의 채널 추정을 상기에서 언급한 것과 같이, 제 1 경로탐색 단계 → 제 1 채널 추정 단계 → 제 2 경로탐색 단계 → 제 2 채널 추정 단계 → 제 2 경로탐색 단계 → 제 2 채널 추정 단계 → ... 와 같이 하는 것으로, 경로탐색 및 채널 추정이 재귀적, 즉 보편적으로 작용을 더하여 경로탐색과 채널추정의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

이상과 같이, 파이롯트 심볼에 의한 경로탐색 및 채널 추정을 하여 정보 심볼의 가 데이터 관정을 하고, 그 후 가 데이터 관정된 정보 심볼과 파이롯트 심볼을 사용하여 경로탐색을 다시 하는 것으로 경로탐색의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있다.

그리고, 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 역확산처리, 가 데이터 관정된 정보 심볼과 파이롯트 심볼을 사용하여 채널 추정 처리 및 레이크 합성을 행하고, 레이크 합성된 신호를 동기검파에 의해 복조하기 때문에 그 데이터 관정 결과의 정확도를 향상시킬 수 있다. 또한, 정확도가 향상된 데이터 관정의 결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복함으로써 경로탐색의 정확도를 더욱 향상시키고, 결과적으로 데이터 관정 결과가 더욱 향상하게 된다. 이와 같이 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써 양자의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 3은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 경로탐색부의 제 1 실시예는, 본 발명으로 되는 경로탐색 방법의 제 1 실시예를 채용하고, 후술하는 경로탐색부의 제 2~제 7 실시예는 각각 본 발명으로 되는 경로탐색 방법의 제 2~제 7 실시예를 채용한다. 도 3 중에서도 도 1과 동일한 부분은 동일 부호를 붙인다.

도 3에 있어서, 수신 패킷 신호는, 메모리(도시하지 않음)에 축적된 후 단자(101)를 통해 레이크 펌퍼 회로(110-1~110-3, 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)에 공급된다. 또한, 본 실시예에서는 일례로 3 펌퍼 경우의 회로 구성을 나타내었지만 일반적으로는 자연수 개의 레이크 펌퍼 회로를 구성할 수 있다.

경로탐색부 A(120)는, 송신기(121)에 있어서 공급되는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼에 확산신호 복제 생성부(122)에서 생성된 확산부호를 송산하고, 역확산처리를 한다. 역확산처리된 파이롯트 심볼은 지연 프로파일 생성부(123)에서 통상가산 되어 지연 프로파일이 생성된다.

경로선택부(124)는, 지연프로파일 생성부(123)으로부터 지연 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)를 통해 지연처리제어부(117)에 공급한다. 스위치(118)은 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단계 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단자 (a)측에 접속된다.

지연처리제어부(117)는 경로선택부(124)에서 선택된 경로의 타이밍에 따라, 레이크 펌퍼 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 수신 패킷 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 송산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 수신 패킷 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성된 확산 부호를 송산하여 역확산처리를 한다.

역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 동기검파부(141)에는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 복조하여 정보 심볼의 가 데이터 관정을 한다. 이후, 가 관정된 정보 심볼은 재변조부(142)에 공급되어 재변조 되고, 그 공역복소값이 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133) 귀환된다.

경로탐색부 B(130)는, 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 행한다. 파이롯트 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)의 경우와 같이, 송산기(131)에 있어서 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호 가 송산되어 역확산처리가 행해진다.

역확산된 심볼 가운데 파이롯트 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 확산된 심볼 가운데, 정보 심볼은 재변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 송산되고 변환 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 역확산된 심볼로부터 변조부분이 제거된 값을 통상 가산하고 지연프로파일을 생성한다.

경로선택부(134)는 지연 프로파일 생성부(133)로부터 지연 프로파일이 공급되고 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(134)는 선택한 경로 정보를 스위치(118)를 통해 지연처리제어부(117)에 공급한다.

지연처리제어부(117)는 경로선택부(134)에서 선택된 경로의 타이밍에 따라, 레이크 펄스 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 수신 패킷 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 수신 패킷 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 행한다.

역확산처리된 신호는, 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 동기검파부(141)는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 변조하여 정보 심볼의 가 데이터 편정을 한다. 동기검파부(141)로부터의 검파출력을 단자(102)에 의해 출력된다.

이상의 가 데이터 편정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로  $n$ 회( $n$ : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 경로탐색의 정확도 및 데이터 편정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도한, 도 3에 있어서, 확산신호 복제 생성부(122)(132)와, 지연 프로파일 생성부(123)(133)과, 경로선택부(124)(134)가 따로따로 구성되어 있지만 공유하는 구성으로 하는 것도 가능하다.

도 4는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 4 중에서도 3과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 4에 있어서, 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)은 도 1에 나타난 오류정정복호부(143-1) 및 오류정정부호화부(143-2)에 대응한다.

도 4의 구성은, 특히 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우, 가 데이터 편정을 하여 얻어진 정보 심볼의 오류정정부호를 행하고, 다시 오류정정부호화 및 재변조를 하여 경로탐색부에 귀환하는 것을 특징으로 하고 있다.

동기검파부(141)에 의해 정보 심볼의 가 데이터 편정을 한 후, 가 데이터 편정된 정보 심볼은 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)에 공급되고, 오류정정 복호가 행해진다. 오류정정복호가 행해진 정보 심볼은 다시 오류정정부호화 후 재변조부(142)에 공급된다.

재변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환한다. 그 외의 처리는 상기 경로탐색부의 제 1 실시예와 동일하여, 그 설명은 생략한다.

이상과 같이, 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)을 구비하는 것에 의해 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우에, 그 오류정정부호를 경로탐색의 정확도 및 데이터 편정 결과의 정확도의 향상에 효과적으로 이용하는 것이 가능하다.

다음으로, 다중반송과 전송방식을 채용하는 경우의 경로탐색부에 대해 도 5~도 7과 함께 설명한다.

도 5는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 5 중에서도 도 4와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

즉, 도 5의 구성은  $m$ 개의 부반송파를 갖는 다중 반송파 CDMA 방식에 있어서 경로탐색에 적합하다. 이 다중 반송파 CDMA 방식에서는 각 부반송파마다 CDMA에 의해 복수의 이동국의 신호가 다중화 되어있고 부반송파마다 경로탐색을 할 필요가 있다.

도 5에 있어서, 수신 패킷 신호는 메모리(도시되지 않음)에 축적된 후, 단자(101)를 통해 다중 반송파 복조기(210)에 공급된다. 다중 반송파 복조기(210)는 공급된 수신 패킷 신호를 각 부반송파의 성분으로 분리하고, 각 부반송파의 성분마다 회로(200-1~200-m)에 공급한다. 또한, 다중 반송파 복조기(210)는 이산 푸리에 변환기(Discrete Fourier Transform: DFT), 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform: FFT) 및 필터등에 의해 실현이 가능하다.

회로(200-1)에 포함되는 레이크 펄스 회로(110-1~110-3), 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)는 다중반송파 복조기(210)으로부터 소정의 부반송파의 신호가 공급된다. 이 실시예에서는 3개 경우의 회로 구성을 나타내었지만 일관적으로 자연수 개의 레이크 펄스 회로를 구비한다.

경로탐색부 A(120)은, 승산기(121)에 있어서 공급된 신호의 파이롯트 심볼에 확산신호 복제 생성부(122)에서 생성한 확산 부호를 승산하고, 역확산처리를 행한다. 역확산처리된 파이롯트 심볼은 지연 프로파일 생성부(123)에 공급된다. 회로(200-2~200-m)로부터 마찬가지로 확산처리된 파이롯트 심볼이, 지연 프로파일 생성부(123)에 공급된다.

지연 프로파일 생성부(123)는, 각 회로(200-1~200-m)에 있어서, 역확산처리된 파이롯트 심볼을 부반송파마다 푸리에 산하고, 각 부반송파마다 동상가산 한 결과를 전력가산 하는 것에 의해 지연 프로파일을 생성한다. 경로선택부(124)는 지연프로파일 생성부(123)으로부터 지연 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 패스를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)를 통해 복제기(214)에 공급한다.

복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고, 회로(200-1~200-m)에 포함되는 지연처리제어부(117)에 각각 공급한다. 즉, 스위치(118)은 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단자 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단자 (a)측에 접속된다.

지연처리제어부(117)는 경로선택부(124)에서 선택된 경로의 타이밍에 따라, 레이크 펄스 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 신호를 지연처리제어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성된 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 한다. 역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다. 회로(200-1~200-m)에 포함되는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된 신호는 병렬필터부(212)에 공급되고, 하나의 채널로 변환된 후, 동기검파부(141)에 공급된다. 동기검파부(141)는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 복조해서 정보 심볼의 가 데이터 편정을 한다.

동기검파부(141)에 의해 정보 심볼의 가 데이터 편정을 한 후, 가 데이터 편정된 정보 심볼은 오류정정복호기 및 오류정정부호기(143)에 공급되고 오류정정 복호가 행해진다. 그리고, 오류정정복호가 행해진 정보 심볼은 다시 정정부호화 후, 재변조부(142)에 공급된다. 그리고, 재변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 경

로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환한다.

또한, 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있지 않은 경우, 경로탐색부의 제 1 실시예와 같이, 가 데이터 판정된 정보 심볼을 개변조하고, 그 공역복소값을 경로탐색부 B(130)의 지연 프로파일 생성부(133)에 귀환시키도 좋다.

경로탐색부 B(130)는, 각 부반송파 마다 공급된 신호의 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 행한다. 파일럿 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)와, 회로(200-1~200-m)에 각각 포함되는 승산기(131)에 있어서 공급된 파일럿 심볼 및 정보 심볼에 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 한다. 역확산된 심볼 가운데 파일럿 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 역확산된 심볼 가운데 정보 심볼은 개변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 승산되고 변한 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 각 부반송파 마다 역확산된 심볼로부터 변조 부분이 제거된 값을 통상가산 하고, 그 주, 각 부반송파 마다 통상가산 한 결과를 전력가산 하는 것에 의해 지연 프로파일을 생성한다.

경로선택부(134)는 지연 프로파일부(130)로부터 지연프로파일이 공급되고 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로 선택부(134)는 선택한 경로 정보를 스위치(118)을 통해 복제기(214)에 공급한다. 복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고, 회로(200-1~200-m)에 포함되는 지연처리재어부(117)에 공급한다.

지연처리재어부(117)는 경로선택부(134)에서 선택한 경로의 타이밍에 따라서, 레이크 평저 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 제어한다. 구체적으로는, 지연처리부(112-1~112-3)는 공급된 신호를 지연처리 재어부(117)의 지시에 따라 지연시키고, 승산기(114-1~114-3)에 있어서, 공급된 신호에 확산신호 복제 생성부(116)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산처리를 행한다. 역확산처리된 신호는 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된다.

회로(200-1~200-m)에 포함된 레이크 합성부(140)에서 레이크 합성된 신호는 병렬변환기(212)에 공급되고, 하나의 채널로 변환한 후 동기검파기(141)에 공급된다. 동기검파부(141)는 레이크 합성된 신호가 공급되고, 그 신호를 변조하여 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로  $n$ 회( $n$ : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중반송파 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 6은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 6중에서 도 5와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 6의 구성은 경로탐색부 B(130)이 각 부반송파 마다 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 하고, 지연 프로파일의 생성 및 경로 선택을 하는 것에 특징을 갖는다.

경로선택부(124)는, 선택된 경로의 정보를 복제기(214)에 공급한다. 복제기(214)는 공급된 경로의 정보를 복제하고 회로(200-1~200-m)에 포함되는 스위치(118) 각각에 공급한다. 또한, 스위치(118)은 도 2의 단계 S2~S4의 처리를 할 때 단계 (b)측에 접속되고, 도 2의 단계 S5~S9의 처리를 할 때 단계 (a)측에 접속된다.

한 실시예에서는, 경로탐색부의 제 4 실시예와 같은 처리를 하고, 개변조부(142)에 다시 오류정정부호가 된 정보 심볼이 공급된다. 개변조부(142)는 공급된 정보 심볼을 개변조하고, 그 공역복소값을 직병렬변환기(216)에 공급한다. 직병렬 변환기(216)는 공급된 공역복소값을 복수의 채널로 변환한 후 그 변환 공역복소값을 회로(200-1~200-m)에 포함되는 지연 프로파일 생성부(133)에 각각 귀환한다.

경로탐색부 B(130)는, 각 부반송파 마다 공급되는 신호의 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 한다. 파일럿 심볼 및 정보 심볼은 경로탐색부 A(120)의 경우와 같이, 회로(200-1~200-m)에 각각 포함되는 승산기(131)에 있어서, 공급된 파일럿 심볼 및 정보 심볼에 확산신호 복제 생성부(132)에서 생성한 확산 부호를 승산하여 역확산 처리를 한다.

역확산 된 심볼 가운데 파일럿 심볼은, 미리 알려진 위상인 것을 이용해서 변조 성분이 제거된다. 한편, 확산된 심볼 가운데 정보 심볼은 개변조부(142)로부터 귀환되는 공역복소값이 승산되고 변한 성분이 제거된다. 지연 프로파일 생성부(133)는 각 부반송파 마다 역확산된 심볼로부터 변조 부분이 제거된 값을 통상가산 하고 지연 프로파일을 생성한다.

회로(200-1~200-m)에 각각 포함된 경로선택부(134)는 지연 프로파일 생성부(133)에서 지연된 프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(134)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해서 지연처리재어부(117)에 공급한다.

따라서, 각 부반송파 마다의 경로의 정보는 개별로 지연처리재어부(117)에 공급되도록 하기 위해 레이크 평저 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 각 부반송파 마다 제어할 수 있다.

이상의 가 데이터 판정 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로  $n$ 회( $n$ : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정의 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중반송파 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도 및 데이터 판정 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 7은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 7 중에서 도 6와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 7의 구성은 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130)가 각 부반송파 마다 파일럿 심볼 및 정보 심볼의 역확산처리를 하는 것에 특징을 갖는다.

역확산 된 파일럿 심볼이 공급되면, 회로(200-1~200-m) 마다 각각 포함된 지연 프로파일 생성부(123)는 역확산 처리된 파일럿 심볼을 부반송파 마다 통상가산 하고 지연 프로파일을 생성한다. 회로(200-1~200-m)에 각각 포함된 경로선택부(124)는 지연 프로파일부(120)로부터 지연프로파일이 공급되고, 레이크 합성하는 경로를 선택한다. 경로선택부(124)는 선택한 경로의 정보를 스위치(118)을 통해서 지연처리재어부(117)에 공급한다.



따라서, 각 부분송파와 마다의 경로의 정보는 개별로 지연처리제어부(117)에 공급되도록 하기 위해 레이크 평가 회로(110-1~110-3)에서 행하는 역확산처리의 타이밍을 각 부분송파와 마다 제어할 수 있다. 이상의 가 데이터 환경 결과를 사용한 경로탐색부 B(130)에 있어서 일련의 처리는 재귀적으로  $n$ 회( $n$ : 자연수) 반복된다. 이와 같이, 경로탐색, 역확산, 채널 추정 및 일련의 처리를 재귀적으로 반복함으로써, 다중분송파와 CDMA 방식에 있어서 경로탐색의 정확도 및 데이터 환경 결과의 정확도를 상승적으로 향상시키는 것이 가능하다.

도 8은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 또한, 도 8에서는 경로탐색부 A(120) 및 경로탐색부 B(130), 레이크 평가 및 레이크 합성부(220)의 구성을 간략화하여 나타내고 있지만, 예를 들면 도 4의 구성에 의해 실현가능하다. 레이크 평가 및 레이크 합성부(220)는 레이크 평가 회로(110-1~110-3) 및 레이크 합성부(140)에 해당한다. 도 8중에서 도 3과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

채널구조부(142)는 공급되는 정보 심볼을 재변조하고, 그 공역복소값을 환경권한 심볼 선택부(222)에 공급한다. 환경권한 심볼 선택부(222)는 공급되는  $Nd$ 개( $Nd$ : 자연수)의 심볼 가운데,  $k$ 개( $k \leq Nd$ ,  $k$ : 자연수)를 선택하고, 그 복소공역값을 경로탐색부 B(130)에 귀환한다.

이와 같이, 환경권한 심볼 선택부(222)는  $Nd$ 개의 재변조 된 정보 심볼 가운데 임의의 연속하는  $k$ 개를 선택하여 귀환해도 좋다. 이산적으로 임의의  $k$ 개를 선택하여 귀환해도 좋다. 전체( $k = Nd$ )를 선택하여 귀환해도 좋다.

또,  $k$ 개의 심볼을 선택하는 경우, 그 심볼에 대한 수신 심볼의 신뢰도에 따라 신뢰도가 높은 것으로부터 선택하여 귀환하여도 좋다. 그 신뢰도에 따른 가중치 부여를 하여 귀환하여도 좋다. 또한, 수신신호의 신뢰도에는, 예를 들면 그 수신 심볼의 수신전력을 사용하는 것이 가능하다.

수신 심볼의 수신전력을 구하기 위한 일실시예로서는, 복조하여 얻어지는 가 데이터 환경 결과의 공역복소값을 레이크 합성된 신호 심볼에 순산한 값을 구하고, 그 값을 제곱한 것을 사용할 수 있다.

또, 수신 심볼의 신뢰도를 구하기 위한 일실시예로서는, 그 수신 심볼의 회상신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 사용하여도 좋다. 이 이외의 실시예를 실현하기 위한 구성으로는 도 9에 나타낸 구성이 있다. 도 9는 회상신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 구하기 위한 구성을 나타내는 블록도이다.

회상신호전력은 가 데이터 환경부(230)에 의한 가 데이터 환경 결과의 공역복소값을 레이크 합성된 수신 심볼에 순산한 값을 구하고, 그 값을 제곱(232)하여 제곱을 한 값에 의해 근사 가능하다. 또, 간섭 플러스 잡음 전력은 레이크 합성된 파이롯트 심볼을 제곱(234)하여 제곱하고, 그 제곱한 값을 평균화(236)에서 평균화한 평균치와 각 레이크 평가 회로에 있어서 채널변동 추정치의 제곱치의 합계를 제곱(240)에서 제곱한 값과의 차에 의해 근사 가능하다.

도 10은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 경로탐색부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 또한, 도 10중에서 도 8과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 10의 구성은, 동기제곱부(141)와 채널구조부(142)와의 사이에 오류정정부호화기 및 오류정정부호기(143)를 구비한 것을 특징으로 한다. 즉, 도 10의 구성은 정보 심볼에 오류정정부호가 포함되어 있는 경우, 가 데이터 환경된 정보 심볼의 오류정정부호를 하고, 다시 오류정정부호화 및 채널조를 하여 귀환한다. 또한, 도 10의 각부의 구성은 간략화하여 나타내고 있지만 예를 들면 도 4의 구성에 의해 실현할 수 있다. 수신 심볼의 신뢰도로는 앞에서 나타낸 정보 심볼의 수신전력이나 회상신호전력 대 간섭 플러스 잡음전력비를 사용하여도 무방하며, 오류정정부호를 할 때에 사용된 수신신호의 우수범(likelihood)에 기초한 것이어도 좋다. 예를 들면, 오류정정부호화 컨볼루션(Convolution) 부호가 사용되는 경우에는 비터비 부호의 파격에서 계산하는 가지(Branch) 매트릭스(Matrix)의 값을 수신신호의 신뢰도로 사용할 수 있다.

상기의 언급과 같이, 본 실시예에 의하면 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼의 경로탐색을 하여 각 경로 심볼의 타이밍을 검출하고, 그 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 심볼의 타이밍을 재검을 함으로써 경로탐색의 정확도를 향상시키는 것이 가능하다. 또한, 정확도가 향상된 경로탐색의 결과를 사용하여 다시 복조를 하는 것에 의해 데이터 환경 결과의 정확도를 향상할 수 있다. 한편, 정확도가 향상된 데이터 환경 결과를 귀환하여 다시 경로탐색을 반복함으로써 경로탐색의 정확도가 더욱 향상하고 결과적으로 환경 결과가 향상된다.

도 11은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 1 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 채널추정부의 제 1 실시예는 본 발명으로 되는 채널 추정 방법의 제 1 실시예를 채용하고, 푸싱하는 채널추정부의 제 2~제 11 실시예는 각각 본 발명으로 되는 채널 추정 방법의 제 2~제 11 실시예를 채용한다.

도 11의 구성은 패킷 수신 접속상태에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신된 패킷 신호가 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하여 귀환하는 것이다.

도 11중에서 수신 패킷 신호는 스위치(210)를 통해서 지연부(212) 또는 채널변동추정부(214)에 공급된다. 채널변동추정부(214)는 도 1에 나타낸 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 스위치(210)은 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 과 정보 심볼  $rd(i)$ 을 분별하는데 단자 (a)측 또는 단자 (b)측에 걸쳐 접속된다. 또한, 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 의  $i$ 는 자연수이고 파이롯트 심볼의 심볼 수 NP까지 변화한다. 또, 정보 심볼  $rd(i)$ 의  $i$ 는 자연수이고 정보 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다.

채널변동추정부(214)는 공급된 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 을 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값  $d(i)$ 을 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값  $d(i)$ 의  $i$ 는 자연수이어서 파이롯트 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 을 지연시키고, 그 정보 심볼  $rd(i)$ 을 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값  $\xi(d(i))$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 을 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 도 1에 나타낸 동기검파부(141)에 대응한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 12는 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 구조를 나타내는 도이다. 도 12 중에서 하나의 패킷내에는 시간적으로 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 위치에 행할 수 있고, 시간적으로 연속하도록 배치하여도 무방하며 이산적으로 배치하여도 좋다. 또, 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 수만 행하는 것이 가능하다.

도 12의 패킷을 수신한 경우, 도 11의 구성에서는 스위치(210)를 절제하는 것에 의해 수신 패킷 신호를 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(214)는 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 를 이용하여 그 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 채널변동보상부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 의 절대동기 검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 13은 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 13 중에서 하나의 패킷내에는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 파이롯트 심볼의 삽입은 시간적으로 연속하도록 배치하여도 무방하며 이산적으로 배치하여도 좋다. 또, 파이롯트 심볼의 삽입은 임의의 수만 행하는 것이 가능하다.

도 13의 패킷을 수신한 경우, 도 11의 구성에서는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼은 확산처리하는 것에 의해 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(214)는 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 를 이용하여 그 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 14는 통신망의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 2 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 14의 구성은 패킷 수신 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하여 검파하는 것이다. 또한, 수신하는 패킷은 동일 송신기로부터 송신된  $k$ 개( $k$ : 자연수)의 패킷 내에 시간적 또는 부호에 다중된 파이롯트 심볼이 삽입된 것을 판단.

도 14 중에서 수신 패킷 신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(220)에 공급된다. 채널변동추정부(220)는 도 1에 나타낸 채널추정부 A(20-1 ~ 20-3) 및 채널추정부 B(30-1 ~ 30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)를 수선 패킷 신호의 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp,1(i)$ ,  $rp,k-1(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 분별하도록 단자(a)측 또는 단자(b)~bn)측에 걸쳐 접속한다. 또한, 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp,1(i)$ ,  $rp,k-1(i)$ 의 i는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 NP까지 변화한다. 또한, 정보 심볼  $rd(i)$ 의 i는 자연수이고 정보 심볼 수 Nd까지 변화한다.

채널변동추정부(220)는, 공급된 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp,1(i)$ ,  $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정의 공역복소값  $\xi(d(i))$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값  $\xi(d(i))$ 의 i는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼  $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값  $\xi(d(i))$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 을 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 15 및 도 16은 본 실시예에 있어서, 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 15 및 도 16 중에서 동일한 송신기로부터 송신된  $k$ 개( $k$ : 자연수)의 패킷 내에는 시간적 또는 부호에 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 이 경우, 각 패킷에 포함된 파이롯트 심볼을 추출하고, 그 추출한 파이롯트 심볼을 조합함으로써 채널 추정이 행해진다.

도 15는, 도 12의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 시간적으로 다중되어 있는 경우의 구조를 나타낸다. 또한, 도 16은 도 13의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 부호에 의해 다중되어 있는 경우의 구조를 나타낸다.

도 15의 패킷을 수신한 경우, 도 14의 구성에서는 스위치(210)를 절제하는 것에 의해 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp,1(i)$ ,  $rp,k-1(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(220)는 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp,1(i)$ ,  $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

또, 도 16의 패킷을 수신한 경우, 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼은 역확산처리를 하는 것에 의해 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp,1(i)$ ,  $rp,k-1(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(220)는 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp,1(i)$ ,  $rp,k-1(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼  $r'(d(i))$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 17은 본 발명의 실시의 한 형태에 관한 채널추정 방법의 제 3 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 17의 구성은 패킷 수신 접속방식에 의해 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 추정하고, 공통제이 채널 내에 부여한 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다. 이동통신 시스템에서는 기지국으로부터 이동국에 각종 제어신호를 송지하는 공통제이 채널이 일반적으로 구비되어 있다. 그래서, 공통제이 채널내에 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 다중화한 패킷을 기지국으로부터 이동국에 송신한다.

도 17 중에서 기지국으로부터 이동국에 송신된 수신 패킷 신호는 이동국에 있어서 공통제이 채널 내 다중되어 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 분별되어 채널변동보상부(216) 또는 채널변동추정부(222)에 공급된다. 채널변동추정부(222)는 도 1에 나타낸 채널추정부 A(20-1 ~ 20-3) 및 채널추정부 B(30-1 ~ 30-3)에 대응한다. 또한, 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 의 i는 자연수이고, 파이롯트 심볼 수 Np,C까지 변화한다. 또한, 정보 심볼  $rd(i)$ 의 i는 자연수이고, 정보 심볼의 심볼 수 Nd까지 변화한다.

채널변동추정부(222)는, 공급된 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 의  $i$ 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수  $N_d$ 까지 변화한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 18 및 도 19는 본 실시예에 있어서 파이롯트 심볼이 삽입된 패킷의 다른 구조를 나타내는 도이다. 도 18 및 도 19 중에서 기저주파로부터 이동측에 송신되는 패킷의 공통제어 채널 내에는 시간적 또는 부호에 의해 다중화된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있다. 이 경우, 각 패킷의 공통제어 채널 내에 포함되어 있는 파이롯트 심볼을 추출하고, 그 추출한 파이롯트 심볼을 이용해서 채널 추정이 행해진다.

도 18은 도 12의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 공통제어 채널 내에 시간적으로 다중화되어 있는 경우의 구조를 나타낸다. 또한, 도 19는 도 13의 패킷과 같이 파이롯트 심볼이 공통제어 채널 내에 부호에 의해 다중화되어 있는 경우의 구조를 나타낸다.

도 18의 패킷을 수신한 경우, 도 17의 구성에서는 공통제어 채널내에 시간적으로 다중화되어 있는 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 시간적으로 분별한다. 채널변동추정부(222)는 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

또한, 도 19의 패킷을 수신한 경우, 부호에 의해 다중화되어 있는 파이롯트 심볼은 역확산처리를 하는 것에 의해 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 분별한다. 채널변동추정부(222)는 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 를 사용하여 채널변동량을 추정한다. 채널변동보상부(216)는 그 채널변동량에 따라 채널변동을 보상한다. 따라서, 동기검파부(218)는 채널변동이 보상된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력할 수 있다.

도 20은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 4 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 20의 구성은 패킷 수신 접속방식에 의해 기저주파 이동측에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 공통제어 채널내에 부여한 파이롯트 심볼 및 수신 패킷의 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다.

도 20 중에서 수신 패킷 신호 및 공통제어 채널을 포함하는 수신신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(224)에 공급된다. 채널변동추정부(224)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼  $rp(i)$ , 정보 심볼  $rd(i)$  및 공통제어 채널내에 다중화된 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 로 분별하도록 단위(a)측 또는 단위(b1~bn)측에 걸쳐 접속된다.

채널변동추정부(224)는, 공급된 파이롯트 심볼  $rp(i)$  및  $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 의  $i$ 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수  $N_d$ 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼  $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 21은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 5 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 21의 구성은 패킷 수신 접속방식에 의해 기저주파 이동측에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 공통제어 채널내에 부여한 파이롯트 심볼 및 수신 패킷의 파이롯트 심볼을 이용하여 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 것이다. 또한, 수신하는 패킷은 동일 송신기로부터 송신된  $k$ 개( $k$ : 자연수)의 패킷 내에 시간적 또는 부호에 의해 다중된 파이롯트 심볼이 삽입되어 있는 것으로 한다.

도 21 중에서 수신 패킷 신호 및 공통제어 채널을 포함하는 수신신호는 스위치(210)를 통해 지연부(212) 또는 채널변동추정부(226)에 공급된다. 채널변동추정부(226)는 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다. 이때, 스위치(210)는 수신 패킷 신호의 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp_1(i)$ ,  $rp_k-1(i)$ , 정보 심볼  $rd(i)$  및 공통제어 채널내에 다중화된 파이롯트 심볼  $cp(i)$ 로 분별하도록 단위(a)측 또는 단위(b1~bn)측에 걸쳐 접속된다.

채널변동추정부(226)는, 공급된 파이롯트 심볼  $rp(i)$ ,  $rp_1(i)$ ,  $rp_k-1(i)$  및  $cp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다. 또한, 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 의  $i$ 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수  $N_d$ 까지 변화한다. 한편, 지연부(212)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼  $rd(i)$ 를 채널변동보상부(216)에 공급한다.

채널변동보상부(216)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값  $\hat{d}(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 를 동기검파부(218)에 공급한다. 동기검파부(218)는 공급된 정보 심볼  $r' - d(i)$ 의 절대 동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

도 22는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 6 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 22의 구성은 패킷 수신 접속방식에 의해 기저주파 이동측에서 통신을 하는 경우, 수신한 패킷이 받은 채널변동을 추정하고, 그 채널변동을 보상하고 검파하는 처리를 귀환루프에 의해 반복하는 것이다.

도 22 중에서 수신 패킷 신호는 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 와 정보 심볼  $rd(i)$ 로 구분되고, 지연부(230)(238)에 정보 심볼  $rd(i)$ , 채널변동추정부 A(232) 및 지연부(240)에 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 가 각각 공급된다. 채널변동추정부 A(232) 및 채널변동추정부 B(246)는 각각 도 1에 나타난 채널추정부 A(20-1~20-3) 및 채널추정부 B(30-1~30-3)에 대응한다.

채널변동추정부 A(232)는, 공급된 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 를 사용하여 채널 추정을 하고, 그 채널추정치의 공역복소값  $\xi A, d(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 또한, 공역복소값  $\xi A, d(i)$ 의  $i$ 는 자연수이고, 파이롯트 심볼의 심볼 수  $N_d$ 까지 변화한다. 한편, 파이롯트 심볼을 사용한 채널 추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 각 실시예와 동일한 방법을 채용할 수 있다.

한편, 지연부(230)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼  $rd(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값  $\xi A, d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼  $r' d(i)$ 를 동기검파부(236)에 공급한다. 동기검파부(236)는 공급된 정보 심볼  $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정 결과를 출력한다.

동기검파부(236)는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 변조기(244)에 공급한다. 변조기(244)는 공급된 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 복소공역값  $X_d(i)$ 를 송신기(242)에 공급한다. 한편, 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼  $rd(i)$ 를 송신기(242)에 공급한다.

송신기(242)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 그 계열의 공역복소값  $X_d(i)$ 를 승산함으로써 변조 성분을 제거한 정보 심볼 계열  $yd(i)$ 를 채널변동추정부 B(246)에 공급한다. 또, 지연부(240)는 공급된 파이롯트 심볼  $rp(i)$ 를 지연시키고, 그 정보 심볼  $rp(i)$ 를 채널변동추정부 B(246)에 공급한다.

채널변동추정부 B(246)는 공급된 파이롯트 심볼  $rp(i)$  및 변조 성분을 제거한 정보 심볼 계열  $yd(i)$ 를 사용하여 다시 채널 추정을 한다. 여기서 얻어지는 채널추정치의 공역복소값  $\xi B, d(i)$ 는 다시 채널변동보상부(234)에 공급된다.

채널변동보상부(234)는 공급된 정보 심볼  $rd(i)$ 의 대응하는 위치에 공역복소값  $\xi B, d(i)$ 를 승산하여 채널변동을 보상하고, 그 보상된 정보 심볼  $r' d(i)$ 를 동기검파부(236)에 공급한다. 동기검파부(236)는 공급된 정보 심볼  $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 데이터 판정을 출력한다.

데이터 판정된 정보 심볼은 계속함속력으로써 그대로 출력해도 무방하며, 다시 변조기(244) 및 송신기(242)를 통해서 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 이러한 처리를  $n$ 번( $n$ : 자연수) 반복해도 좋다.

도 23은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 7 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 23 중에서도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 23의 구성은, 변조기(244)와 송신기(242)와 사이에 가중치 부여 생성부(248)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 송신기(244)는 공급된 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 공역복소값  $X_d(i)$ 를 가중치 부여 생성부(248)에 공급한다. 가중치 부여 생성부(248)는 공급된 공역복소값  $X_d(i)$ 에 대해 가중치 부여를 한다.

예를 들면, 가중치 부여 생성부(248)는 그 정보 심볼이 수신된 상황에 따라 가중치 부여 값  $W_d(i)$ 를 출력한다. 출력된 가중치 부여 값  $W_d(i)$ 의 일례로는 채널 변동 보상을 위한 수신 심볼 계열  $Z_d(i)$ 의 값을 제곱하고, 그 결과 얻어지는 수신 심볼의 수신 신호 전력의 값에 비례하는 값을 사용할 수 있다.

또한, 각 수신 심볼마다의 회방신호전력 대 간섭전력비에 비례하는 값을 가중치 부여 값  $W_d(i)$ 에 이용할 수 있다. 회방신호전력 대 간섭전력비를 구하기 위해서는, 예를 들면 회방신호전력으로서 정보 심볼의 수신전력을 사용하고, 채널변동 보상을 위한 수신 심볼  $Z_d(i)$ 와 그 채널추정치  $\xi A, d(i)$ 의 제곱값과의 차의 제곱값을 구하고,  $N_d$  심볼에 걸치는 평균치를 간섭신호로 사용하면 좋다.

한편, 가중치 부여 제어부(248)를 제어하는 것에 의해 계열의 공역복소값  $X_d(i)$ 를 어느 정도 귀환시킬지를 제어할 수 있다. 예를 들면, 가중치 부여를 0\*으로 한 정보 심볼은 귀환되지 않게 된다. 또한, 그 외의 처리는 도 22와 동일하고, 그 설명은 생략한다.

도 24는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 8 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 24 중에서도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 24의 구성은, 동기검파부(236)와 변조기(244)의 사이에 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)는 도 1에 나타난 오류정정부호부(143-1) 및 오류정정부호부(143-2)에 대응한다. 동기검파부(236)는 공급되는 공급된 정보 심볼  $r' d(i)$ 의 절대동기검파를 하고 정보 심볼의 가 데이터 판정을 한다.

동기검파부(236)는 가 데이터 판정된 정보 심볼을 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)에 공급한다. 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)는 공급되는 정보 심볼이 오류정정부호화되어 있는 경우, 오류정정부호 처리를 하고, 다시 오류정정부호화가 이루어진다. 변조기(244)는 오류정정부호화가 이루어진 정보 심볼을 다시 변조하고, 그 계열의 공역복소값  $X_d(i)$ 를 송신기(242)에 공급한다. 변조기(244)는 도 1에 나타난 변조부(143)에 대응한다. 또한, 그 외의 처리의 설명은 생략한다.

도 25는 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 9 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 25 중에서도 23 및 도 24와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명을 생략한다.

도 25의 구성은, 동기검파부(236)와 변조기(244)의 사이에 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)를 구비하고, 변조기(244)와 송신기(242)의 사이에 가중치 부여 생성부(248)를 구비한 것을 특징으로 하고 있다. 가중치 부여 생성부(248)는 도 23을 참조하여 설명한 가중치 부여를 사용하여도 좋다. 오류정정부호의 복호시에 얻어지는 수신 심볼의 신뢰도를 사용하여도 좋다. 신뢰도로서는, 예를 들면 컨버전션 부호이면 비터비 복호시의 가짜 매트릭스의 값을 사용할 수 있다. 또한, 가중치 부여 생성부(248) 및 오류정정부호기 및 오류정정부호기(250)를 도 22의 구성으로 사용하는 경우의 동작에 대해서는 도 23 및 도 24와 함께 상기에서 언급하고 있어, 그 설명은 생략한다.

또한, 상기 언급한 것과 같이, 도 23 ~ 도 25에 있어서 채널변동추정부 B(246)에의 정보 심볼의 귀환 경로와 도 8 ~ 도 10에 있어서 경로탈락부 B(130)에의 정보 귀환 심볼의 경로는 도 1에 나타난 판정귀환처리부(60)와 같은 구성을 사용하여 공용가능하다.

다음으로, 다중경로 반송파 전송방식을 채용하는 경우의 채널추정부에 대해 도 26 ~ 도 29와 함께 설명한다.

도 26은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 10 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 26의 구성은, 특히 복수의 부반송파에 의해 정보를 전송하는 다중반송파 전송방식을 이용하여 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우에 채널추정부의 제 8 실시예를 적용한 것이다.

다중반송파 전송방식에 있어서 동기검파를 하기 위해서는, 각 부반송파 마다 채널 추정을 할 필요가 있다. 그래서, 수신 패킷 신호는 직렬변환기(260)에 공급되고, 각 부반송파의 성분으로 분리되어 직렬변환된다. 따라서, 직렬변환기(260)는 공급된 수신 패킷 신호를 각 부반송파 마다의 채널로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1~262-n)에 공급한다.

각 부반송파의 채널은, 예를 들면 도 27에 나타낸 구성에 의해 채널 추정을 하는 것이 가능하다. 도 27은 각 부반송파 계열마다 채널 추정을 하는 채널추정부의 일 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 27 중에서 도 22와 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

우선, 채널변동추정부 A(232)는 파이롯트 심볼을 사용하여 채널추정을 한다. 파이롯트 심볼을 사용한 채널 추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 제 1~제 5 실시예의 어느 실시예에서 채용하는 방법이어도 좋다. 다음으로, 채널변동보상부(234)는 구해진 채널추정치의 공역복소값  $\hat{A}, k, d(i)$ 를 대응하는 정보 심볼  $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에서 결대동기검파를 하여 정보 심볼이 가 데이터 판정된다. 가 데이터 판정된 정보 심볼은 도 26에 병직렬변환기(264)에 공급된다.

병직렬변환기(264)는 공급된 복수의 부반송파의 채널을 병직렬변환 하여 하나의 채널로 변환하고 하고, 그 하나의 채널을 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)에 공급한다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)는 공급된 하나의 채널에 오류정정복호를 하여 변조기(268)에 출력한다.

변조기(268)는 공급된 하나의 채널을 다시 오류정정부호화 하고 변조를 하여 직렬변환기(270)에 공급한다. 직렬변환기(270)는 공급된 하나의 채널의 공역복소값  $xk, d(i)$ 를 직렬변환하고, 각 부반송파 마다의 채널로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1~262-n)에 귀환한다.

부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1~262-n)의 승산기(242)는 귀환된 공역복소값  $xk, d(i)$ 를 대응하는 수신 심볼에 승산하는 것에 의해 변조신분을 제거한  $yk, d(i)$ 를 생성한다.

채널변동추정부 B(246)는 변조신분을 제거한  $yk, d(i)$  및 파이롯트 심볼이 공급되고, 다시 채널 추정을 한다. 채널변동추정부 B(246)는 구한 채널추정치의 공역복소값  $\hat{B}, k, d(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 채널추정치의 공역복소값  $\hat{B}, k, d(i)$ 를 정보 심볼  $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에서 결대동기검파를 함으로써 데이터 판정결과가 얻어진다.

이와 같이 데이터 판정된 정보 심볼은 그대로 출력하여도 무방하고, 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 채널 추정 및 결대동기검파의 일련의 처리를  $n$ ( $n \geq 2$ ; 자연수) 반복하여도 좋다.

도 28은 통신장치의 제 1 실시예에 있어서 채널추정부의 제 11 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 28 중에서도 도 26과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다. 도 28의 구성은, 특히 복수의 부반송파에 의해 정보를 전송하는 다중반송파 전송방식을 이용하여 기지국과 이동국에서 통신을 하는 경우에 채널추정부의 제 9 실시예에서 채용하는 채널 추정 방법을 적용한 것이다.

다중반송파 전송방식에 있어서 동기검파를 하기 위해서는, 각 부반송파 마다 채널 추정을 할 필요가 있다. 여기서, 수신 패킷 신호는 직렬변환기(260)에 공급되고, 각 부반송파의 성분으로 분리되어 직렬변환된다. 따라서, 직렬변환기(260)는 공급된 수신 패킷을 각 부반송파 마다의 채널로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1~262-n)에 공급한다.

각 부반송파의 채널은, 예를 들면 도 29에 나타낸 구성에 의해 채널 추정을 하는 것이 가능하다. 도 29는 각 부반송파 계열마다 채널 추정을 하는 채널추정부의 일 실시예의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 29 중에서 도 27과 동일한 부분에 대해서는 동일 부호를 붙이고, 그 설명은 생략한다.

우선, 파이롯트 심볼을 사용하여 채널추정을 한다. 파이롯트 심볼을 사용한 채널추정 방법은 상기에서 언급한 채널추정부의 제 1~제 5 실시예의 어느 실시예에서 채용하는 방법이어도 좋다. 다음으로, 구해진 채널추정치의 공역복소값  $\hat{A}, k, d(i)$ 를 대응하는 정보 심볼  $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 결대동기검파를 하여 정보 심볼이 가 데이터 판정된다. 가 데이터 판정된 정보 심볼은 도 29의 병직렬변환기(264)에 공급된다.

병직렬변환기(264)는 공급된 복수의 부반송파의 채널을 병직렬변환 하여 하나의 채널로 변환하고, 그 하나의 채널을 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)에 공급한다. 오류정정복호기 및 오류정정부호기(266)는 공급된 하나의 채널에 오류정정복호를 하여 변조기(268)에 출력한다.

변조기(268)는 공급된 하나의 채널을 다시 오류정정부호화 하고 변조를 하여 가중치 부여 생성부(272)에 공급한다. 가중치 부여 생성부(272)는 채널추정부의 제 7 및 제 9 실시예에서 채용하는 가중치 부여 처리를 하는 구성이어도 좋다. 가중치 부여 생성부(272)는 가중치 부여가 이루어진 하나의 채널의 공역복소값  $xk, d(i)$ 를 직렬변환기(270)에 공급한다. 직렬변환기(270)는 공급된 하나의 채널의 공역복소값  $wk, d(i)$ 를 직렬변환해서 각 부반송파 마다의 채널로 나누어 부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1~262-n)에 귀환한다.

부반송파의 채널추정부 및 동기검파부(262-1~262-n)의 승산기(242)는 귀환된 공역복소값  $wk, d(i)$ 를 대응하는 수신 심볼에 승산하는 것에 의해 변조신분을 제거한  $yk, d(i)$ 를 생성한다.

채널변동추정부 B(246)는 변조신분을 제거한  $yk, d(i)$  및 파이롯트 심볼이 공급되고, 다시 채널 추정을 한다. 채널변동추정부 B(246)는 구한 채널추정치의 공역복소값  $\hat{B}, k, d(i)$ 를 채널변동보상부(234)에 공급한다. 채널변동보상부(234)는 채널추정치의 공역복소값  $\hat{B}, k, d(i)$ 를 정보 심볼  $rk, d(i)$ 에 승산하여 채널변동 보상을 하고, 동기검파부(236)에 결대동기검파를 함으로써 데이터 판정결과가 얻어진다.

이와 같이 데이터 관련된 정보 심볼은 그대로 출력하여도 무방하고, 다시 채널변동추정부 B(246)에 귀환하고, 채널 추정 및 절대 동기점과의 일련의 처리를  $n$ 회( $n$ : 자연수) 반복하여도 좋다.

상기에 언급한 것과 같이, 채널추정부의 각 실시예에 의하면, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 채널 추정에 이용하는 것에 의해, 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능하게 된다. 또한, 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼은 송신 패킷에 시간다중 또는 부호다중 하여 송신하는 것이 가능하다. 한편, 상기와 같은 채널 추정 방법을 통신장치에 이용함으로써 전송신호의 연속성에 관계없이 고정확도의 채널 추정이 가능한 통신장치를 실현할 수 있다.

상기 통신장치의 제 1 실시예에서는, 경로탐색부의 어느 실시예와 채널추정부의 어느 실시예의 임의의 조합을 사용하여도, 경로탐색부의 어느 실시예와 채널추정부의 어느 실시예 가운데 한쪽만을 사용하여도 무방한 것은 말할 필요도 없다.

그런데, 도 11 ~ 도 21과 함께 설명한 파이롯트 심볼의 이용은 채널 추정에 한정되는 것이 아니고 경로탐색에도 적용이 가능한 것은 말할 필요도 없다. 즉, 도 12, 도 13, 도 15, 도 16, 도 18 및 도 19와 함께 파이롯트 심볼의 다중화 방법을 설명하였지만, 이런 다중화 방법으로 수신신호에 다중되어 있는 파이롯트 심볼은 도 3 ~ 도 10과 함께 설명한 경로탐색에도 이용할 수 있다. 따라서, 도 11, 도 14, 도 17, 도 20 및 도 21과 함께 설명한 채널변동추정부(214)(220)(222)(224)(226)에 입력되는 파이롯트 심볼은 채널 추정뿐만 아니라 경로탐색에도 이용할 수 있다.

다음으로, 본 발명으로 되는 통신장치의 제 2 실시예를 설명한다. 통신장치의 제 2 실시예에서는 도 11 ~ 도 21과 함께 설명한 파이롯트 심볼의 이용방법의 어느 것을 경로탐색에 채용하든지, 혹은 채널추정부 및 경로탐색부에 양쪽에 채용하는 것이다.

통신장치의 제 2 실시예에 의해서도 상기 통신장치의 제 1 실시예와 동일한 효과를 얻을 수 있다.

또한, 본 발명은 상기 실시예에 한정되는 것이 아니고 본 발명의 범위내에 여러 가지 개량 및 변경이 가능한 것은 두 말할 필요가 없다.

(57) 청구항 범위

#### 청구항 1.

삭제

#### 청구항 2.

삭제

#### 청구항 3.

삭제

#### 청구항 4.

삭제

#### 청구항 5.

삭제

#### 청구항 6.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하고, 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로의 채널변동을 추정하는 채널추정 방법에 있어서,

상기 다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 사용해서 각 경로성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색 단계와,

상기 제 1 경로탐색 단계 후에, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용해서 채널변동을 추정하는 제 1 채널추정 단계와,

상기 제 1 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍, 및 제 1 채널추정 단계에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색 단계와,

상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라, 상기 제 1 채널추정 단계에서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트를 이용하여 채널변동을 추정하는 제 2 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법.

#### 청구항 7.

삭제

#### 청구항 8.

삭제

#### 청구항 9.

제 6항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 채널추정 단계는, 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼과, 동일 송신원으로부터 송신된 다른 패킷에 포함되는 파이롯트 심볼을 조합해서 채널추정을 행하는 채널추정 방법.

#### 청구항 10.

삭제

#### 청구항 11.

삭제

## 청구항 12

삭제

## 청구항 13.

삭제

## 청구항 14.

삭제

## 청구항 15.

제 6항에 있어서,

상기 제 2 채널추정 단계는, 제 1 채널추정의 결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상 후의 정보 심볼로부터 가 데이터 환경정보 심볼을 생성하는 가 데이터 환경정보 심볼 생성 단계와,  
상기 가 데이터 환경정보 심볼을 이용하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 제 2의 채널추정을 행하는 제 2 채널추정 단계를 포함하는 채널추정 방법.

## 청구항 16.

제 15항에 있어서,

상기 가 데이터 환경정보 심볼 생성 단계는, 상기 가 데이터 환경정보 심볼에 신뢰도에 따른 가중치 부여를 행하는 가 중치 부여 처리를 포함하는 채널추정 방법.

## 청구항 17.

제 15항에 있어서,

상기 가 데이터 환경정보 심볼 생성 단계는, 상기 가 데이터 환경정보 심볼을 오류정정복호화 하고, 다시 오류정정부호화하는 오류정정처리를 포함하는 채널추정 방법.

## 청구항 18.

제 17항에 있어서,

상기 가 데이터 환경정보 심볼 생성 단계는, 상기 오류정정부호화 후의 가 데이터 환경정보 심볼에 신뢰도에 따른 가 중치 부여를 행하는 가중치 부여 처리를 포함하는 채널추정 방법.

## 청구항 19.

삭제

## 청구항 20.

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호에 포함되는 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 경로탐색을 행하는 통신장치에 있어서,

상기 다중경로의 전파경로를 거쳐 수신되는 신호에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 1 경로탐색부와,  
상기 제 1 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 상기 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 각 경로 성분의 타이밍을 검출하는 제 2 경로탐색부를 구비한 통신장치.

## 청구항 21.

제 20항에 있어서,

상기 제 1 경로탐색부의 제 1 경로탐색 후에 채널변동을 추정하는 제 1 채널추정부와,  
상기 제 2 경로탐색부에서 검출된 타이밍에 따라, 상기 제 1 채널추정부에서 복조된 신호에 기초하는 정보 및 상기의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 제 2 채널 추정부를 갖는 통신장치.

## 청구항 22.

제21항에 있어서,

상기 제 1 채널추정부는, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부와,  
상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 제1채널 추정을 행하는 추정부를 갖는 통신장치.

## 청구항 23.

제21항에 있어서,

상기 제 2 채널 추정부는, 제 1 채널 추정부의 추정결과에 따라 채널변동을 보상하고, 그 보상후의 정보 심볼로부터 가 데이터 환경정보 심볼을 생성하는 가 데이터 환경정보 심볼 생성부와,  
상기 가 데이터 환경정보 심볼을 이용하여 변조성분을 제거한 정보 심볼을 생성하고, 상기 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 제 2의 채널 추정을 행하는 추정부를 갖는 통신장치.

## 청구항 24.

제22항에 있어서,

상기 파이롯트 심볼 취득부는, 상기 수신 신호에 포함된 복수의 부반송파를 취득하는 부반송파 취득부와,  
상기 복수의 부반송파 마다 포함된 복수의 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득부를 가지고,  
상기 제 1 및 제 2 채널추정부는, 상기 복수의 파이롯트들을 이용해서 부반송파 마다 채널추정을 행하는 통신장치.

## 청구항 25.

삭제

## 청구항 26.

삭제

**청구항 27.**

삭제

**청구항 28.**

삭제

**청구항 29.**

삭제

**청구항 30.**

삭제

**청구항 31.**

제2항에 있어서,

상기 제 2 채널 추정부는, 상기 제 2 경로탐색 단계에서 검출된 타이밍에 따라 상기 제 1 채널 추정 단계를 거쳐서 복조된 신호에 기초하는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널변동을 추정하는 채널추정을 행하는 제 2 채널추정 단계를 행하고, 다음으로 상기 제 2 채널추정 단계후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 상기 제 2 경로탐색단계를 행하고, 그 제 2 경로탐색단계에서 검출된 타이밍에 따라 귀환되는 정보심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 상기 제 2 채널추정 단계를 행하는 지리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 행하는 통신장치.

**청구항 32.**

삭제

**청구항 33.**

삭제

**청구항 34.**

삭제

**청구항 35.**

삭제

**청구항 36.**

다중경로의 전파경로를 거쳐서 수신되는 신호가 포함된 이미 알려진 위상의 파이롯트 심볼 및 정보 심볼을 이용하여 경로탐색 및 채널추정의 적어도 일부를 행하는 경로탐색 · 채널추정 수단과,

상기 정보 심볼을 귀환하는 귀환수단을 더 구비하고,

상기 경로탐색 · 채널추정 수단은, 채널추정 후에 복조된 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 경로탐색을 행하고, 그 경로탐색에서 검출된 타이밍에 따라 상기 귀환수단을 통해 귀환되는 정보 심볼 및 파이롯트 심볼을 이용하여 채널추정을 행하는 지리를 반복하여 경로탐색 및 채널추정을 재귀적으로 행하는 통신장치.

**청구항 37.**

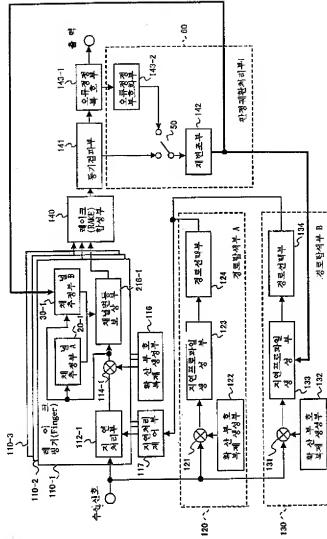
제6항에 있어서,

상기 제 1 채널추정 단계는, 수신 패킷에 포함되는 미리 알려진 위상의 파이롯트 심볼을 취득하는 파이롯트 심볼 취득 단계와,

상기 취득한 파이롯트 심볼을 이용하여 제 1 채널추정을 행하는 단계를 포함하는 채널추정 방법.

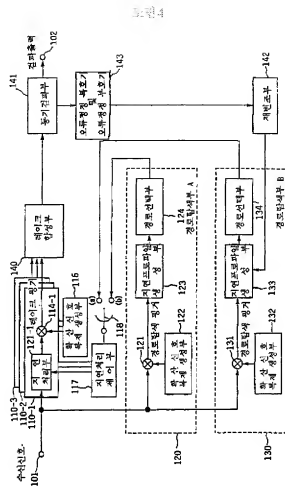
도면

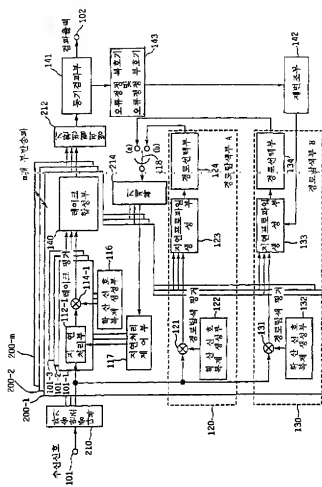




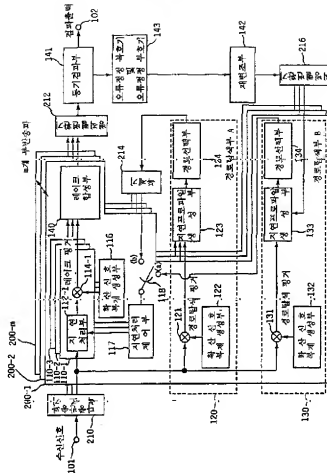






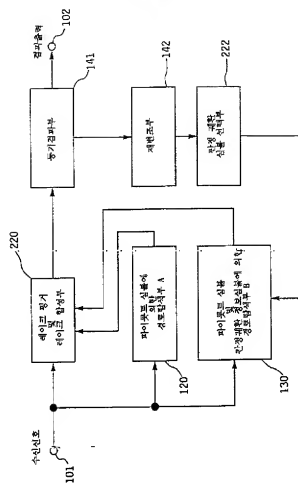


도면 6



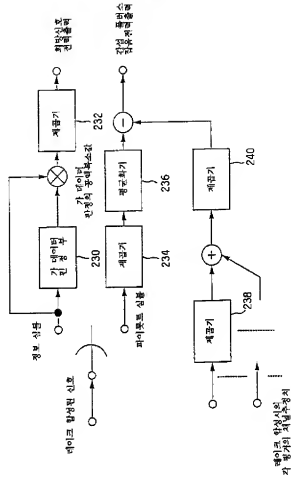


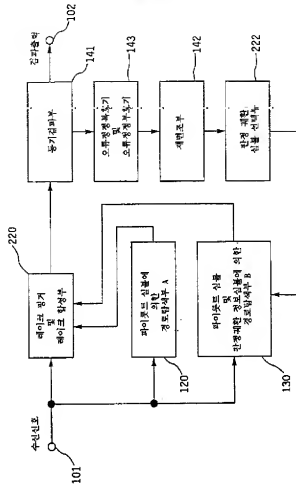
도 13



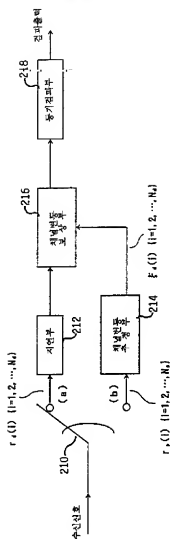


도면 9

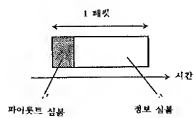




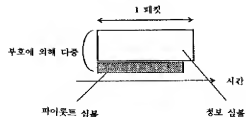
도면 11



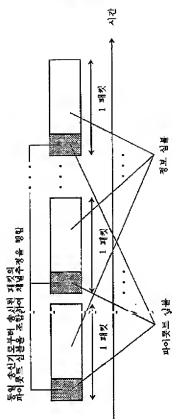
도면 12



도면 13

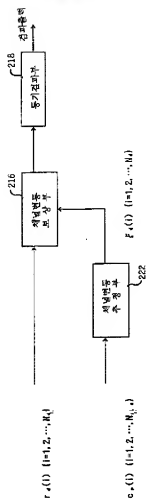


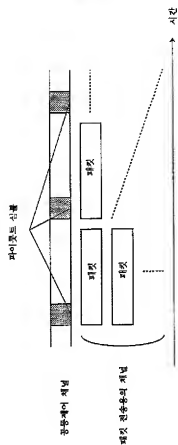






도면 17

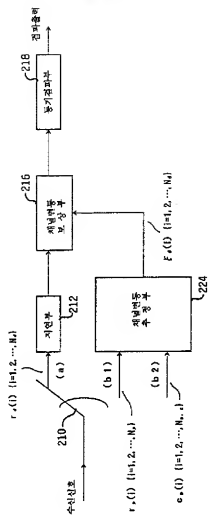




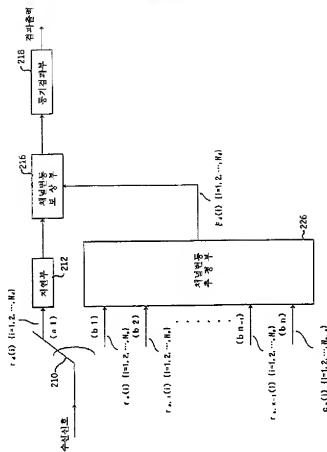




도면 20

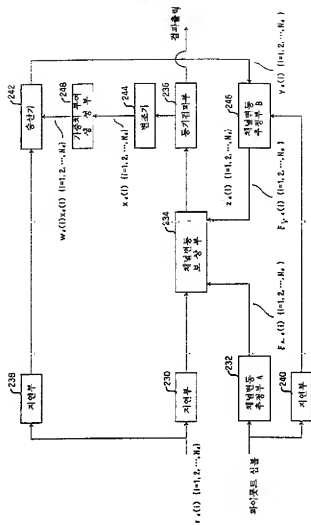


도면 21



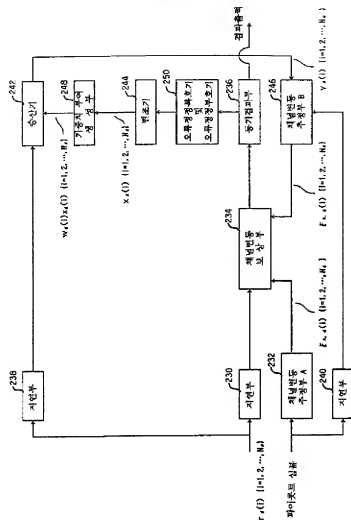


도면 23

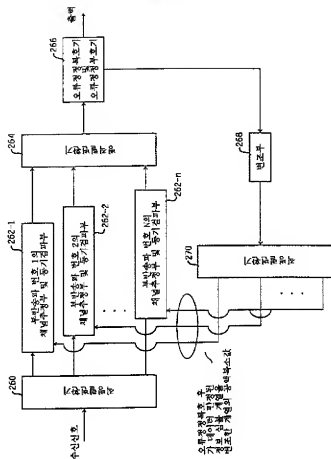




도면 25

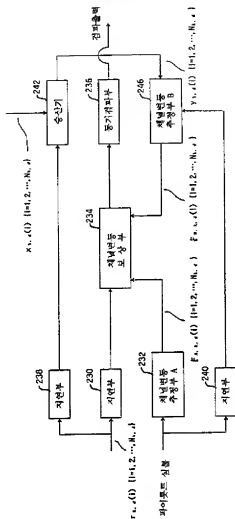


도면 26



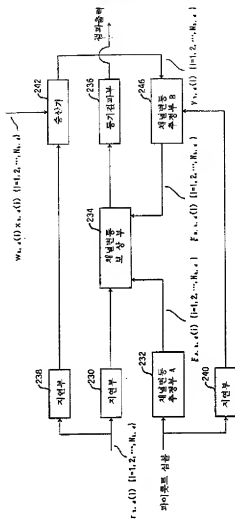


도면 27





도면 29





US 2004/0071193A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication**  
Atarashi et al.(10) Pub. No.: **US 2004/0071193 A1**(43) Pub. Date: **Apr. 15, 2004**(54) **PATH SEARCH METHOD, CHANNEL  
ESTIMATION METHOD AND  
COMMUNICATION DEVICE****Publication Classification**(51) Int. Cl.<sup>7</sup> ..... **H04B 1/707**(52) U.S. Cl. .... **375/144; 375/148**(76) Inventors: **Hiroyuki Atarashi, Yokohama-shi (JP);  
Sadayuki Abeta, Yokosuka-shi (JP);  
Mamoru Sawahashi, Yokohama-shi  
(JP)**(57) **ABSTRACT****Correspondence Address:****OBLON, SPIVAK, MCCLELLAND, MAIER &  
NEUSTADT, P.C.  
1940 DUKE STREET  
ALEXANDRIA, VA 22314 (US)**(21) Appl. No.: **09/926,089**(22) PCT Filed: **Dec. 27, 2000**(86) PCT No.: **PCT/JP00/09313**(30) **Foreign Application Priority Data**Dec. 28, 1999 (JP) ..... **11-375797**Dec. 28, 1999 (JP) ..... **11-375798**

A communication device includes at least one of path search means for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in said received signal and channel estimation means for estimating channel variation using the pilot symbols. The path search means includes a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols and a second path search part for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search part and pilot symbols. The channel estimation means includes a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in the received signal and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols.

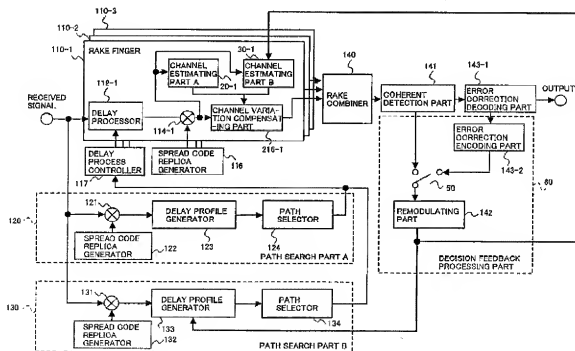


FIG. 1

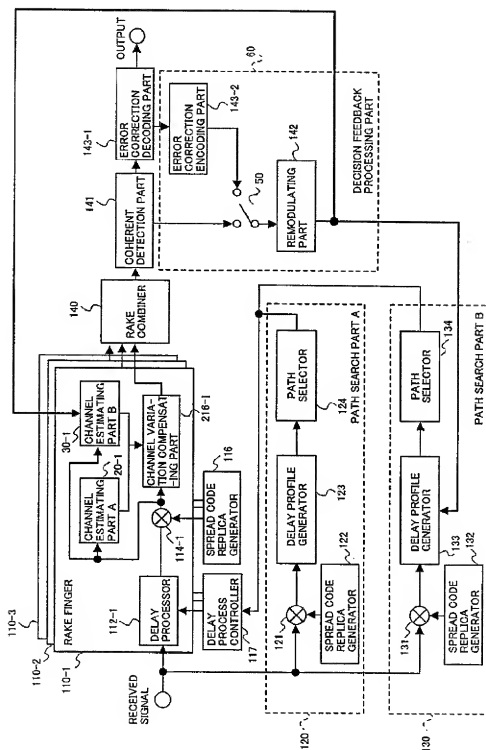


FIG. 2

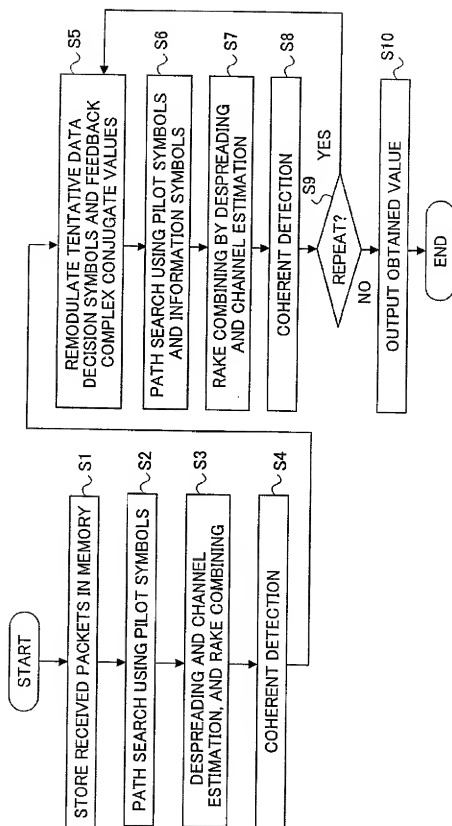


FIG. 3

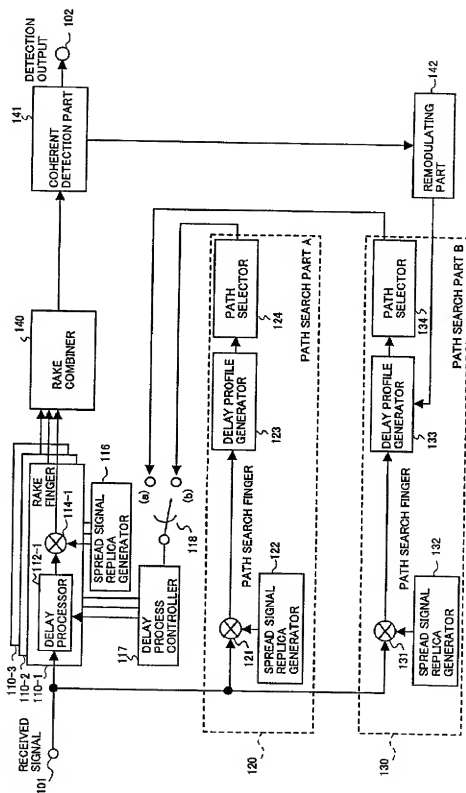


FIG. 4

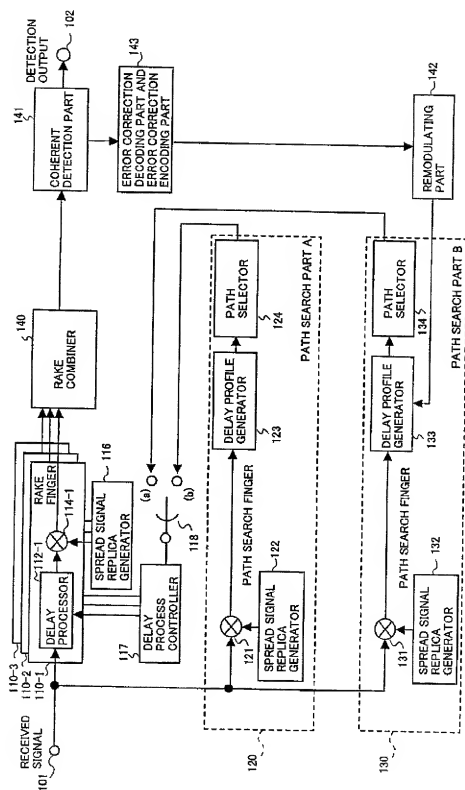




FIG. 5

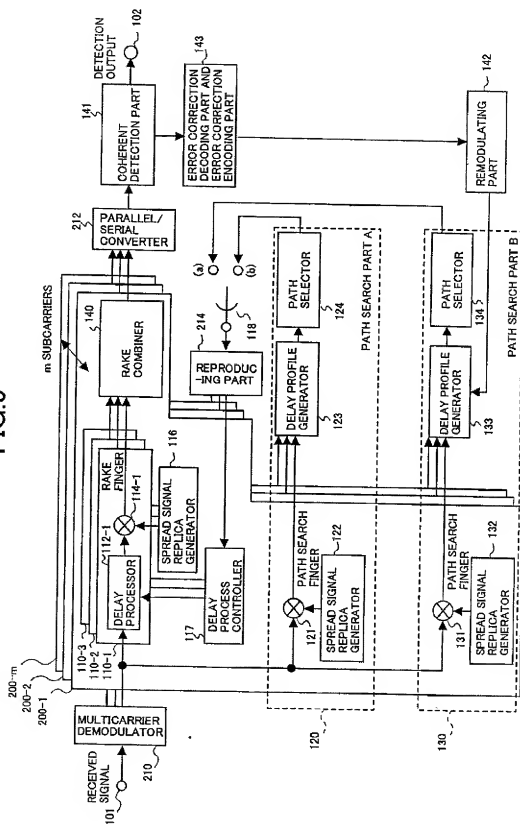


FIG. 6

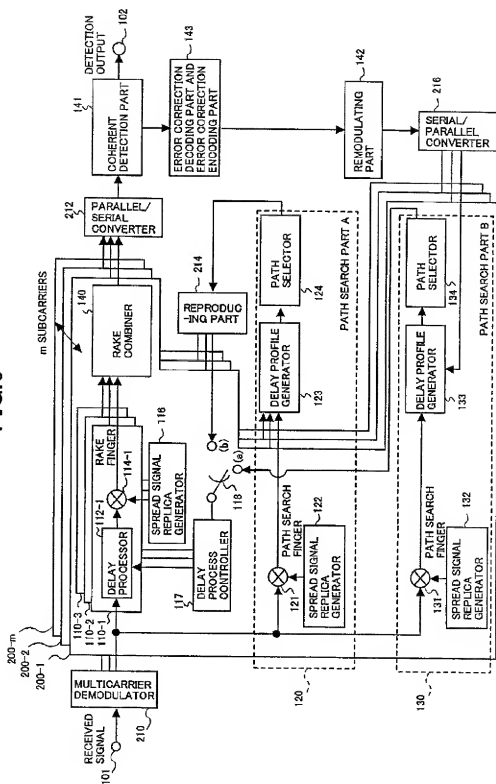


FIG. 7

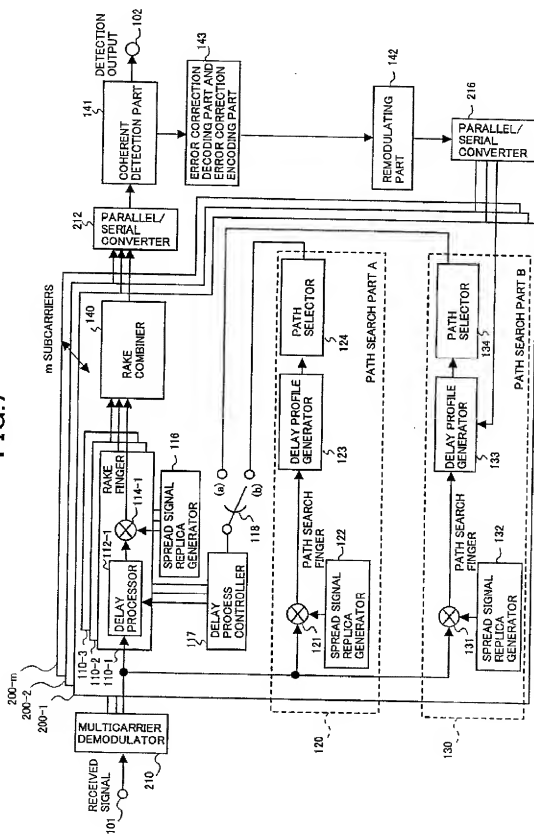


FIG. 8

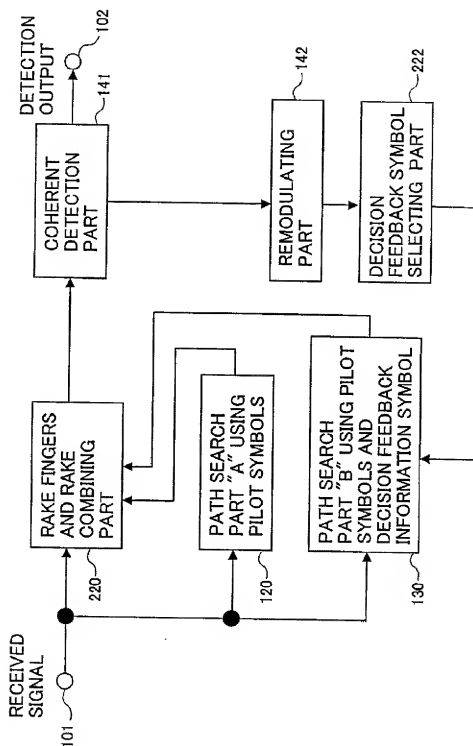


FIG. 9

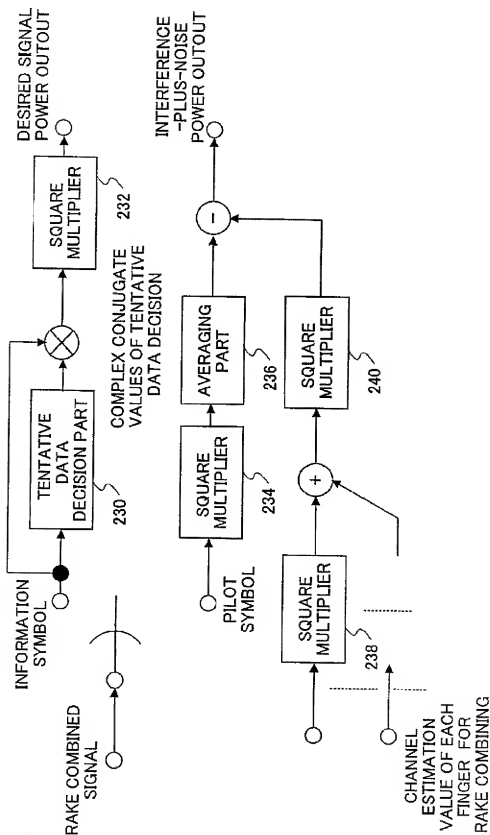


FIG. 10

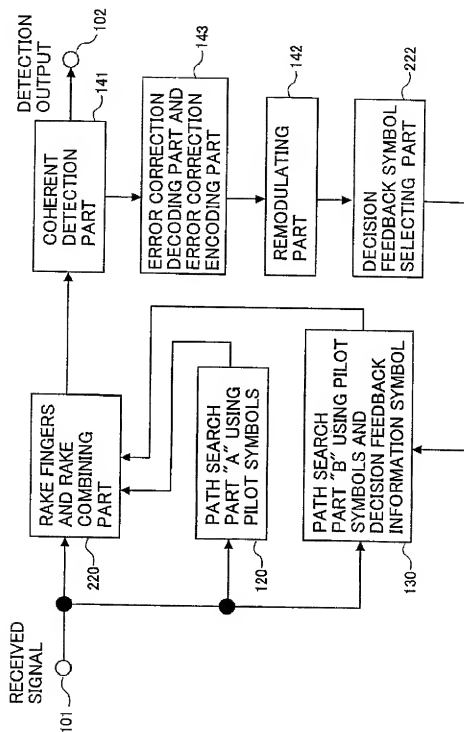


FIG. 11

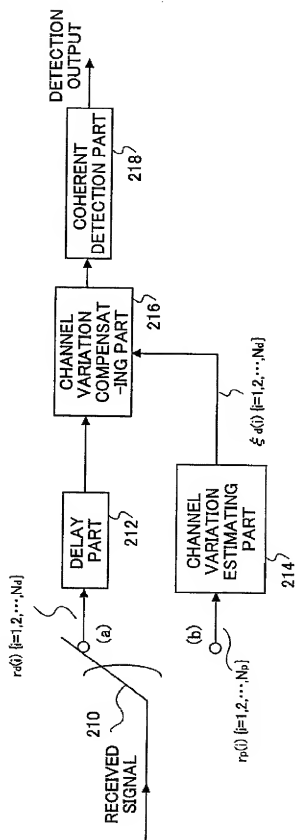


FIG.12

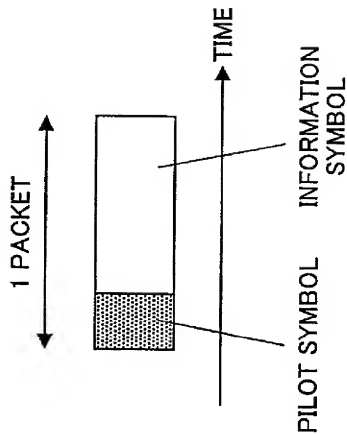




FIG.13

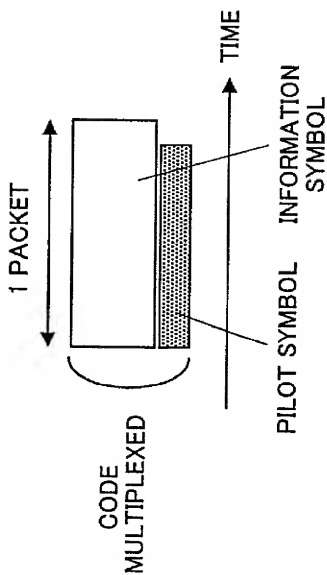


FIG. 14

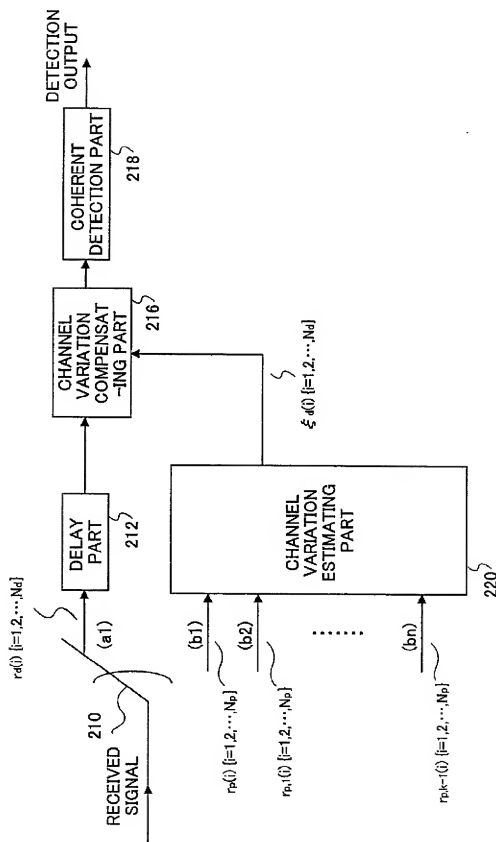


FIG.15

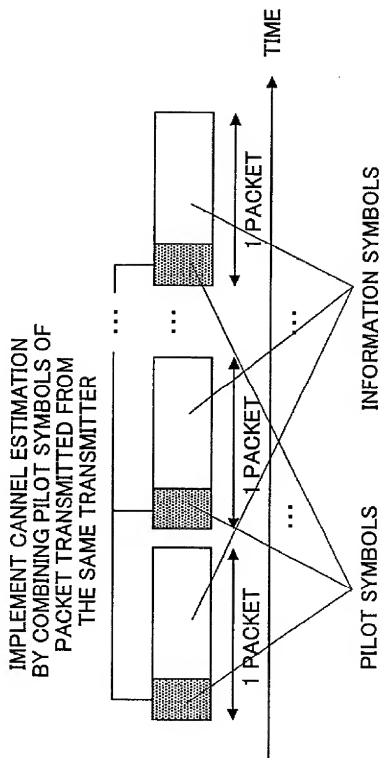


FIG.16

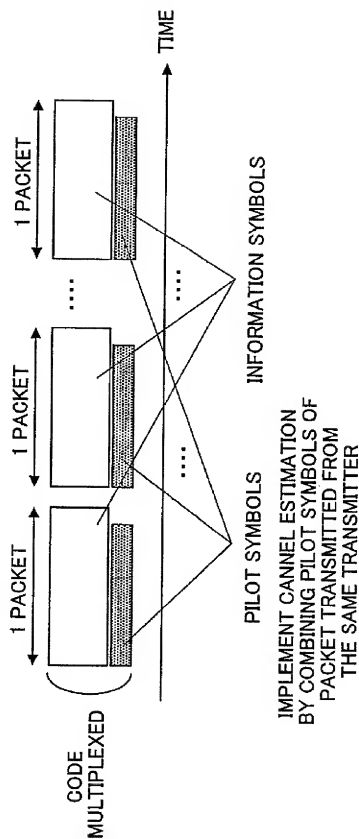


FIG. 17

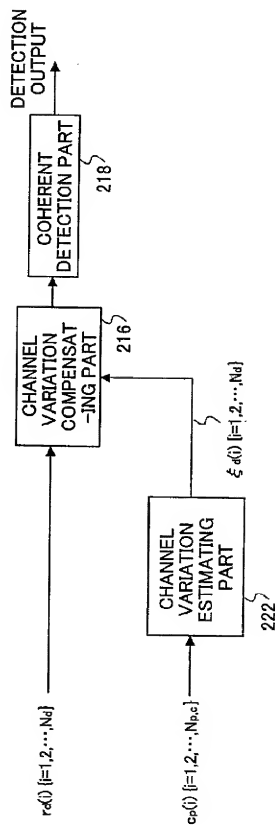


FIG.18

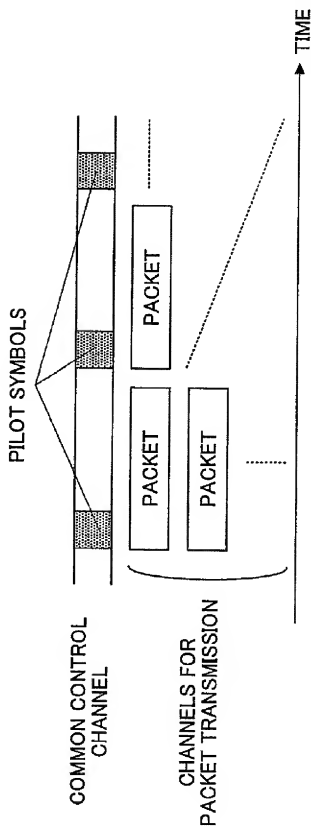


FIG.19

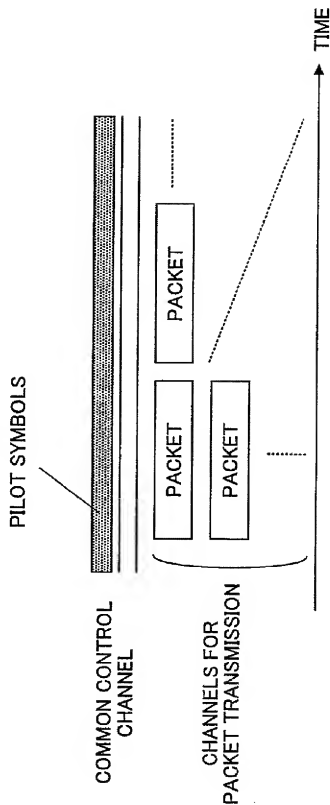


FIG.20

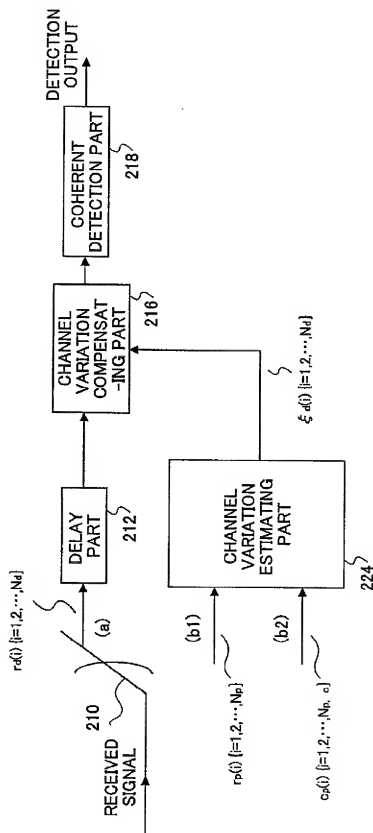




FIG. 21

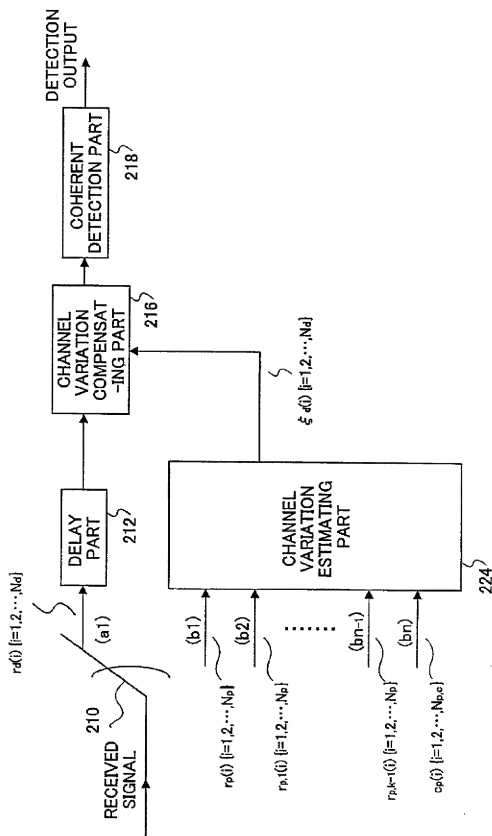


FIG. 22

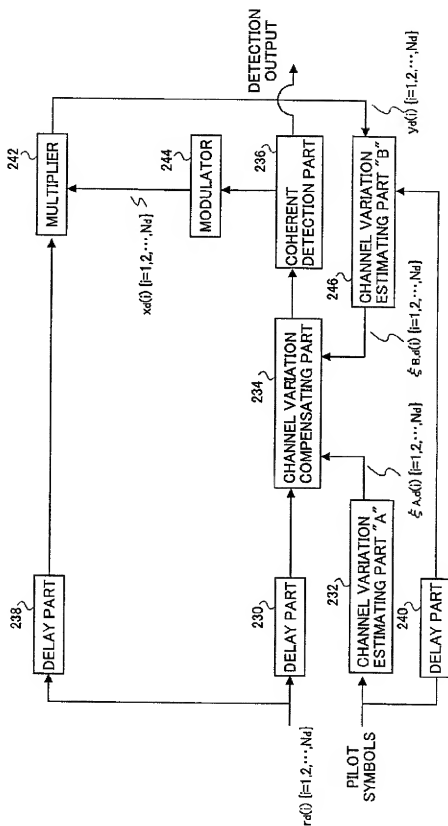


FIG. 23

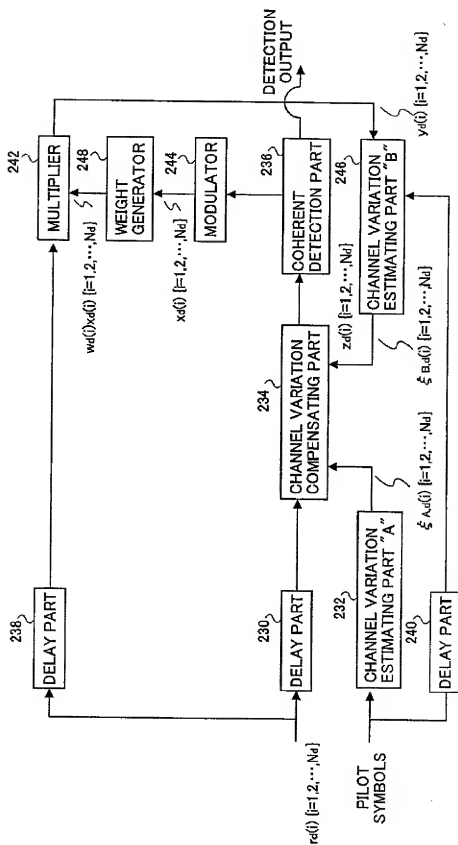


FIG. 24

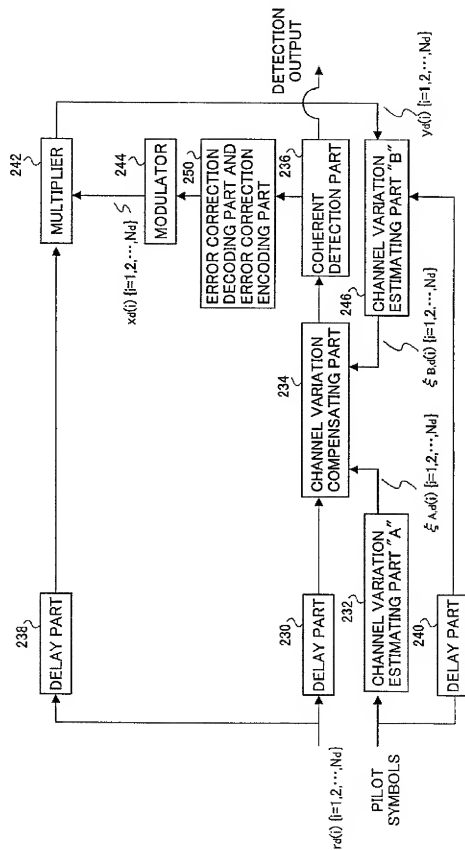


FIG. 25

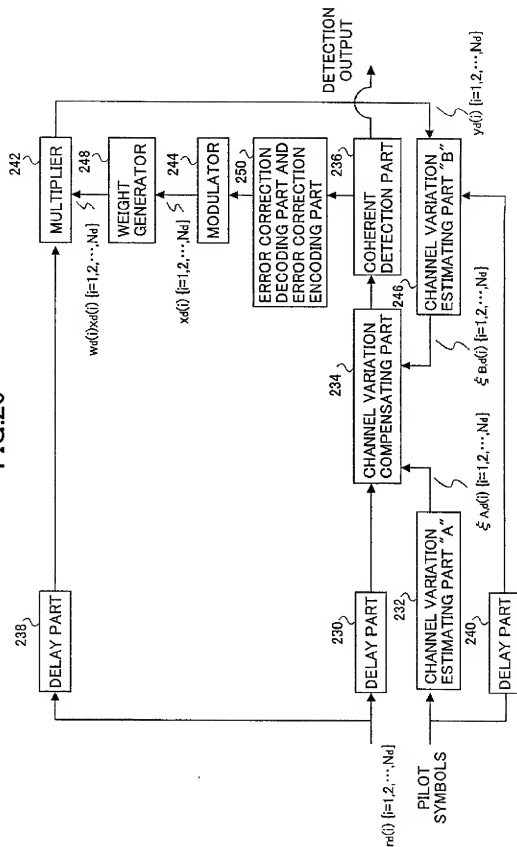


FIG.26

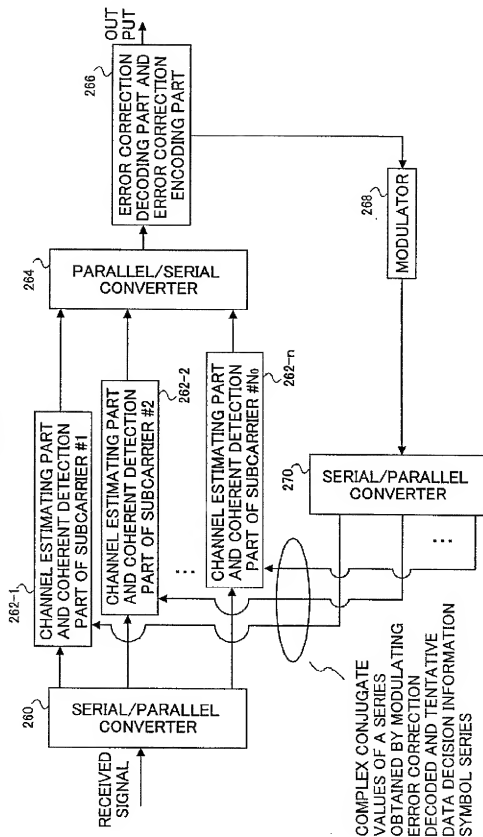


FIG. 27

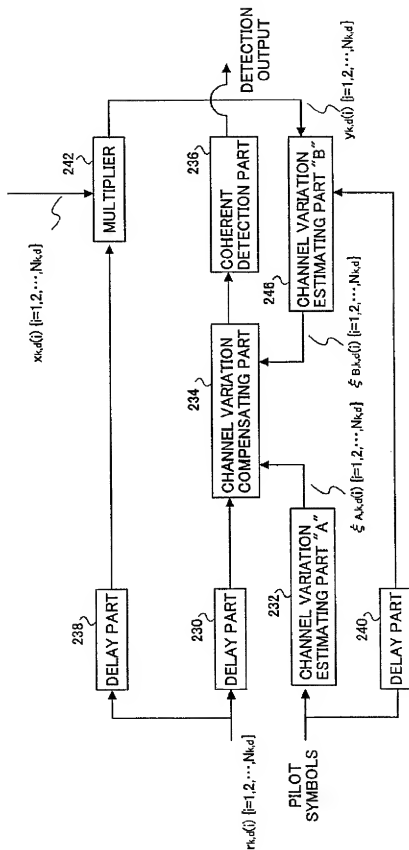


FIG. 28

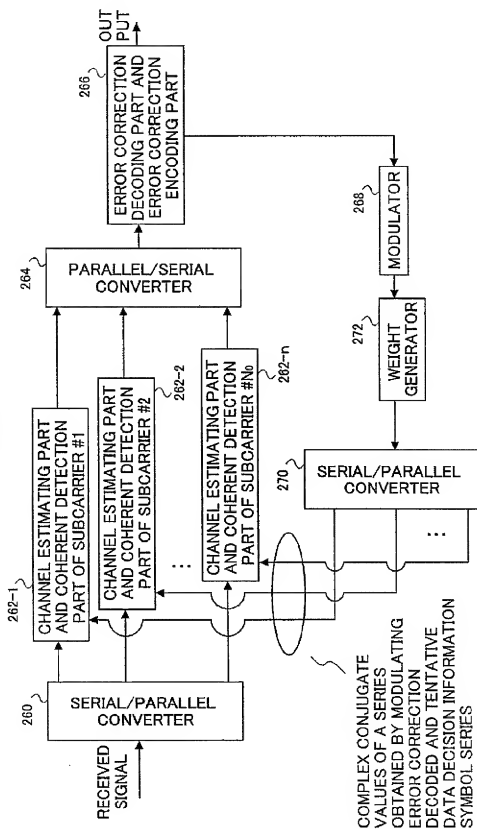
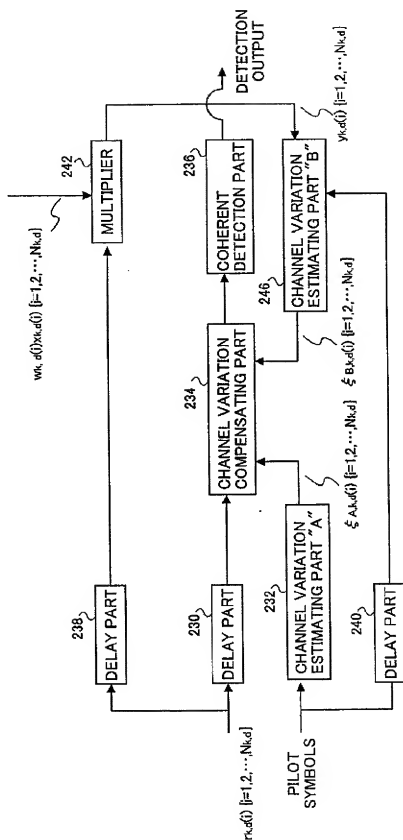




FIG. 29



# PATH SEARCH METHOD, CHANNEL ESTIMATION METHOD AND COMMUNICATION DEVICE

## TECHNICAL FIELD

[0001] The present invention relates to a path search method, a channel estimation method and a communication device, and particularly relates to a path search method used for RAKE reception, to a communication device using such a path search method and to a channel estimation method for estimating channel variation and a communication device using such a channel estimation method.

## BACKGROUND ART

[0002] Recently, CDMA (Code Division Multiple Access) system has become one of the mobile communication systems of a greater interest. CDMA system is a communication technology based on Spread Spectrum technology.

[0003] Generally, in a mobile communication environment, since a signal transmitted from a transmitter reaches to a receiver via a plurality of propagation paths, i.e., a so-called multipath propagation path, a received signal is composed of a sum of multipath signals. Therefore, the received signal is composed of signal components having various time-of-arrivals, amplitudes and phases.

[0004] When a communication between a base station and mobile stations is based on CDMA, a so-called RAKE combining reception is possible, in which a signal received via a multipath propagation path is resolved into path components having different delay times and then combined after cophasizing. Improved transmission characteristics of the RAKE combining reception may be achieved by improving a desired signal-to-power ratio against interference and thermal noise. Therefore, one of the most important technologies in the CDMA system is a path search method for detecting multipath timings with a considerably high accuracy for resolving into path components in a proper manner.

[0005] An example of a proposed prior art path search method may be found in an article "Path-Search Performance of DS-CDMA System in Laboratory and Field Experiments (Aoyama, Mizuguchi, Yoshida and Atokawa: The Technical Research Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, RCS 97-164, pp. 51-58, November 1999)".

[0006] According to this proposed path search method, timing detection of a path is implemented by performing a correlation calculation process, an averaging process of correlated values, and a peak detection process, using pilot symbols of a known phase which are periodically inserted in a received signal. In the correlation calculation process, in order to derive a symbol correlation value, a despreading process is performed by multiplying the pilot symbols of the received signal by a spread code. Further, based on the fact that the phase of the pilot symbols is known, the above-mentioned symbol correlation values are summed after cophasizing, and then the values obtained from the summation after cophasizing are power-summed for a fixed time duration.

[0007] Using a sequence of symbol correlation values (instantaneous delay profile) extracted by the above-described processes, a peak detection process is implemented for selecting paths available for RAKE combining. First of

all, a path having the maximum level selected as a first path from the sequence of symbol correlation values. Then, as a second path, a path having the maximum level is selected from the symbol correlation values having a timing at a distance of more than at least  $r$ -chips of spread codes separate from the timing of the first path. Path selection is implemented in a similar manner for a third path and so on.

[0008] A further path search method of a prior art is, for example, proposed in an article, "Experiments on Path Search Performance of Coherent RAKE Receiver for W-CDMA Mobile Radio (Fukumoto, Oikawa, Andoh, Sawahashi and Adachi: The Technical Research Report of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, RCS 98-30, pp. 41-48, May 1998)".

[0009] According to the proposed path search method, pilot symbols within a single slot are summed after cophasizing to derive an instantaneous channel estimation value, and then the channel estimation values of successive two slots are cophasized, summed and squared, so as to extract an instantaneous power delay profile. After extracting and averaging instantaneous power delay profiles of a plurality of slots, upper  $N$  paths having greater signal powers within the averaged power delay profile are regarded as a desired signal, and the power obtained by averaging the remaining paths excluding the upper  $N$  paths is assumed as a noise power  $P_n$ .

[0010] A power level of a factor of  $M$  of the noise power  $P_n$  is taken as a threshold value for path selection, and paths having signal powers exceeding this threshold are selected as paths of RAKE combining.

[0011] However, the above-mentioned path search method applies to a circuit-switched system in which, for a communication between mobile stations and a base station, signals continuously exist throughout a period from the start to the end of transmission.

[0012] Therefore, as in the case of signal transmission based on packets, in which the signals do not exist continuously but are transmitted intermittently, the above-mentioned path search method may give rise to a problem that an averaging process in a fixed period of time cannot be implemented and thus resulting a reduced path search accuracy.

[0013] Now, for a mobile communication system, a phenomenon called fading may occur due to a change in the relative position between a mobile station and a base station. Fading is a phenomenon in which an intensity of the received electric field temporally changes according to the state of a medium serving as a passage of an electric wave. Due to the fading phenomenon, the signals are received with their amplitude and phase being varied. Therefore, for an absolute coherent detection system in which information symbols are demodulated from absolute phase of the received signal, it is necessary to provide a method of accurately estimating the variation of amplitude and phase, i.e., a so-called channel variation, and compensating the channel variation.

[0014] Conventionally, as a channel estimation method for implementing absolute coherent detection, a method is proposed which uses pilot symbols having known phase. According to this channel estimation method, the pilot symbols having known phase are transmitted by being

periodically multiplexed with the transmitted signals, and at the receiving end, the channel variation of the received signal is estimated using the pilot signals. Then, based on the result of the estimation, a channel variation of information symbols other than the pilot symbols is estimated. Generally, the channel variation of information symbols can be estimated by temporally interpolating the channel variation obtained from the periodically inserted pilot symbols.

[0015] For example, in the article "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels" (J. K. Cavers: IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 686-693, vol. 40, no. 4, November 1991), a method is proposed in which an amount of channel variation between pilot symbols is interpolated using a Wiener filter.

[0016] Also, in the article "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Ratio Communications" (S. Sampei and T. Sunaga: IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 1370147, vol. 42, no. 2, May 1993), a channel estimation method is proposed in which a low-level Gaussian interpolation is used for interpolation. Other methods, such as those using linear interpolation, are also proposed.

[0017] Also, in order to improve an accuracy of channel estimation, a method is proposed in which an absolute coherent detection is implemented using only the pilot symbols, and the tentative data decision information symbols are remodulated and fed back. After that, the received signals are multiplied by the complex conjugate of the fed-back symbols, and modulation components are removed to generate non-data modulated information symbols, and these symbols as well as the pilot symbols are both used for implementing channel estimation in a repeated manner.

[0018] Such a method is, for example, described in "Symbol-Aided Plus Decision-Directed Reception for PSK/TCM Modulation on Shadowed Mobile Satellite Fading" (G. T. Irvine and P. J. McLane: IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 1289-1299, vol. SAC-10, December 1992).

[0019] Also, in order to reduce the data decision error of the tentative data decision information symbols, a method is known in which the information symbols are performed after error correction decoding process. In this case, tentative data decision is implemented after absolute coherent detection using only the pilot symbols and after an error correction decoding process.

[0020] For example, such a method is described in "Performance of Coherent Detection with Decision Feedback Interpolation and Viterbi Decoding on DS/CDMA" (Azuma, Taguchi and Ohno: The Proceedings of the 1994 Autumn Conference of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, B-305).

[0021] However, the above-mentioned channel estimation method using pilot symbols is aimed for use in a situation where channels are always assigned by a circuit-switched system during a communication between a mobile station and a base station and signals are continuously transmitted and received.

[0022] However, with a packet wireless access system in which information symbols are transmitted/received in a format called packets, signals are intermittently transmitted

and received during the communication between a mobile station and a base station. That is to say, the pilot symbols cannot be periodically multiplexed as in the case of the circuit-switched system.

[0023] Also, with the above-mentioned channel estimation method which uses both the pilot symbols and the information symbols wherefrom the modulation components are removed, the tentative data decision information symbols are remodulated and are all fed back. However, in a mobile communication system, since the reliability of the received signal varies due to noise, interference signals, etc., it is not preferable to remodulate the tentative data decision information symbols and feedback all of them.

#### DISCLOSURE OF THE INVENTION

[0024] Accordingly, it is a general object of the present invention to provide new and useful path search method, channel estimation method and communication device in which the above-mentioned problems are eliminated.

[0025] It is a first and more specific object of the present invention to provide a path search method which can be used for RAKE reception and can implement high-accuracy path search irrespective of the continuity of the transmission signal and a communication device using such a path search method.

[0026] It is a second and more specific object of the present invention to provide a channel estimation method which can implement high-accuracy channel estimation irrespective of the continuity of the transmission signal and a communication device using such a channel estimation method.

[0027] It is a still another object of the present invention to provide a path search method for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, the method including the steps of: a first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the signal received via the multipath propagation path; and a second path search step for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbol of a known phase. According to the path search method of the present invention, since respective timings of the path components are detected by searching a path using pilot symbols of a known phase, and timings of each path component are detected again using the information symbol derived from a signal demodulated according to the thus-obtained timings and pilot symbols of a known phase, the path search accuracy can be improved. Thus, the above-mentioned first object of the invention is achieved.

[0028] In view of an aspect that it is efficient to firstly implement path search using pilot symbols of a known phase and then implementing path search again using the result of the path search and using the pilot symbols and the information symbols, in the path search method described above, the information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step may be generated by: despreading the signal received via the multipath propagation path according to the timings detected in the first path search step; co-phasing and

summing the information symbols despread according to the respective path timings in a symbol by symbol manner; demodulating the cophased and summed respective information symbols and implementing data decision thereof; and remodulating the data decision signals. With such a path search method, despread is implemented according to the timings detected in the first path search step, the result of the despread process is cophased and summed, and the cophased and summed information symbols are demodulated. Also, a cophasing and summing operation may be carried out by, for example, RAKE combining. By remodulating the demodulated signal and feeding back and using it in the second path search, respective timings of the path components may be detected with an increased accuracy.

[0029] In view of an aspect that the modulated information symbols having relatively high reliability are selected and used, the information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are selected and fed back such that information symbols satisfying a predetermined condition are selected. Accordingly, since modulated information symbols having relatively high reliability are selected and used for path search, respective timings of the path components may be detected with an increased accuracy.

[0030] In view of an aspect that accuracy is improved by repeatedly implementing path search, in the path search method described above, the second path search step may be repeated until a predetermined condition is satisfied. Accordingly, implementing demodulation again using the path search result of an improved accuracy, the data decision result accuracy may be improved. Then, by feeding back the data decision result of an improved accuracy and repeating path search again, the path search accuracy is further improved and results in a further improvement of the data decision result.

[0031] In view of an aspect of extending the field of use, in the path search method described above, the signal received via the multipath propagation path may be transmitted in accordance with a multicarrier code division multiplex system.

[0032] It is still another object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, by using the pilot symbols of a known phase for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Thus, the above-mentioned second object of the invention is achieved.

[0033] In the channel estimation method described above, the pilot symbol of a known phase may be time-multiplexed on the packet. In such a case, the pilot symbol of a known phase may be transmitted by time-multiplexing it on the packet.

[0034] In the channel estimation method described above, the pilot symbols of a known phase may be code-multiplexed with the packet. Thus, the pilot symbols of a known phase may be transmitted by code-multiplexing it with the packet.

[0035] In the channel estimation method described above, the channel estimation step implements channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source. Thus by implementing channel estimation by combining pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source, channel estimation accuracy may be improved.

[0036] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, since the pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner can be used for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0037] In the channel estimation method described above, the pilot symbols of a known phase may be time-multiplexed with the common control channel. In such a case, the pilot symbols of a known phase may be transmitted by time-multiplexing it with the packet.

[0038] In the channel estimation method described above, the pilot symbols of a known phase may be code-multiplexed with the common control channel. In such a case, the pilot symbol of a known phase may be transmitted by code-multiplexing it with the packet.

[0039] In the channel estimation method described above, the channel estimation step may implement channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source. Accordingly, by implementing channel estimation by combining the pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source, channel estimation accuracy may be improved.

[0040] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a first pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a packet and in a common control channel in a multiplexed manner; a second pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in the common control channel; and a channel estimation step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, the pilot symbols of a known phase included in the received packet and in the common control channel in a multiplexed manner may be acquired at the receiving side. Therefore, by implementing channel estimation using the pilot symbols of a known phase included in the received packet and in the common control channel, channel estimation accuracy may be improved. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0041] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel

variation using pilot symbols, the method including: a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; a tentative channel estimation step for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating step for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation step for generating an information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols. According to the channel estimation method of the present invention, tentative channel estimation is implemented using pilot symbols and then channel estimation is implemented using the pilot symbols and information symbols. Thus, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0042] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include a weighting process for weighting the tentative data decision information symbols according to the reliability. Accordingly, by implementing a weighting process for weighting the tentative data decision information symbols according to the reliability, the channel estimation accuracy can be improved.

[0043] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include an error correction process for error correction decoding of the tentative data decision information symbols and error correction encoding again. Accordingly, by including an error correction process for error correction decoding of the tentative data decision information symbols and error correction encoding again, the channel estimation accuracy can be improved.

[0044] In the channel estimation method described above, the tentative data decision information symbol generating step may include a weighting process for weighting the error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability. Accordingly, by weighting the error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability, the channel estimation accuracy can be further improved.

[0045] It is a further object of the present invention to provide a channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, the method including: a subcarrier acquiring step for acquiring a plurality of subcarriers included in a received packet; a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively; and a channel estimation step for implementing channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols. According to the channel estimation method of the present invention, such a method may be applied to a multicarrier transmission system since a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively are acquired and channel estimation for each of the subcarriers is implemented using the plurality of pilot symbols.

[0046] As has been described above, the pilot symbols of a known phase multiplexed with either the packet or on the common control channel can be used in the above-described path search method.

[0047] It is a further object of the present invention to provide a communication device including: path search means for detecting respective timings of path components included in a received signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in the received signal; and channel estimation means for estimating channel variation using the pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0048] The path search means may include: a first path search part for detecting respective timings of path components using the pilot symbols; and a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search part and the pilot symbols. In such a case, respective timings of the path components can be detected with a high-accuracy. Thus, a communication device capable of performing high-accuracy RAKE combining reception can be realized.

[0049] The channel estimation means may include: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in the received signal; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. In such a case, a communication device capable of performing high-accuracy channel estimation can be realized irrespective of the continuity of the transmission signals.

[0050] The channel estimation part may include: a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols.

[0051] The pilot symbol acquiring part may include: a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in the received signal; and a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively, and, the channel estimation part may implement channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols.

[0052] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing path search for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, the device including: a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the signal received via the multipath propagation path; and a second path search part for detecting respective timings of path components using

information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbols of a known phase. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first object of the invention can be achieved.

[0053] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0054] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0055] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a first pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a packet and in a common control channel in a multiplexed manner; a second pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in the common control channel; and a channel estimation part for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0056] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet; a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using the acquired pilot symbols; a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of the tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using the tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using the pilot symbols and information symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0057] It is a further object of the present invention to provide a communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, the device including: a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in a received

packet; a pilot symbol acquiring part for acquiring a plurality of pilot symbols of known phase included in the plurality of subcarriers, respectively; and a channel estimation part for implementing channel estimation for each of the subcarriers using the plurality of pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned second object of the invention can be achieved.

[0058] The objects described above may be achieved by a communication device including: path search means for performing a first path search step in which respective timings of path components are detected using pilot symbols of a known phase included in a reception signal received via a multipath propagation path; and channel estimation means for performing a first channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation after the first path search step, the path search means implementing a second path search step in which respective timings of path components are detected using information symbols derived from a signal demodulated after the first channel estimation step according to the timings detected in the first path search step and the pilot symbols of a known phase, and the channel estimation means implementing a second channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation using information symbols derived from a signal demodulated after the first channel estimation step according to the timings detected in the second path search step and the pilot symbols of a known phase, and thereafter, recursively implementing path search and channel estimation by repeating the processes of implementing the second path search step using the information symbols demodulated after the second channel estimation step and pilot symbols and implementing the second channel estimation step using information symbols fed back in accordance with the timing detected in the second path search step and pilot symbols. According to the communication device of the present invention, the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0059] The pilot symbols may be included in at least one of a packet and a common control channel of the received signal and may be multiplexed on at least one of the packet and the common control channel.

[0060] The objects described above may be achieved by a communication device including path search and channel estimation means for implementing at least one of path search and channel estimation using pilot symbols of a known phase or an information symbols included in at least one of a packet and a common control channel of a received signal. According to the communication device of the present invention, at least one of the above-mentioned first and second objects of the invention can be achieved.

[0061] The pilot symbols may be included in at least one of a packet and a common control channel of the received signal. Also, the communication device may further include feedback means for feeding back the information symbols, and the path search and channel estimation means may recursively implement path search and channel estimation by repeating processes of implementing path search using information symbols decoded after channel estimation and pilot symbols and implementing channel estimation using information symbols fed back via the feedback means in accordance with a timing detected in the path search and pilot symbols.

[0062] Further objects and advantages of the present invention will be elucidated from the explanation described below with reference to the following drawings.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0063] FIG. 1 is a block diagram showing a general configuration of a first embodiment of a communication device of the present invention;

[0064] FIG. 2 is a flowchart for explaining process steps carried out by the communication device of the first embodiment;

[0065] FIG. 3 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0066] FIG. 4 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0067] FIG. 5 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0068] FIG. 6 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0069] FIG. 7 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0070] FIG. 8 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0071] FIG. 9 is a block diagram showing a configuration for deriving the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio;

[0072] FIG. 10 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment;

[0073] FIG. 11 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0074] FIG. 12 is a diagram showing a structure of a packet wherein a pilot symbol is inserted;

[0075] FIG. 13 is a diagram showing another structure of a packet wherein a pilot symbol is inserted;

[0076] FIG. 14 is a diagram showing yet another structure of a second embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0077] FIG. 15 is a diagram showing still another structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0078] FIG. 16 is a diagram showing yet another structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0079] FIG. 17 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0080] FIG. 18 is a diagram showing a further structure of packets wherein pilot symbols are inserted;

[0081] FIG. 19 is a diagram showing a further structure of a packet wherein pilot symbols are inserted;

[0082] FIG. 20 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0083] FIG. 21 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0084] FIG. 22 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0085] FIG. 23 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0086] FIG. 24 is a block diagram showing a configuration of an eighth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0087] FIG. 25 is a block diagram showing a configuration of a ninth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0088] FIG. 26 is a block diagram showing a configuration of a tenth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment;

[0089] FIG. 27 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part;

[0090] FIG. 28 is a block diagram showing a configuration of an eleventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment; and

[0091] FIG. 29 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the eleventh embodiment of the channel estimation part.

#### BEST MODE OF CARRYING OUT THE INVENTION

[0092] In the following, embodiments of a path search method, a channel estimation method and a communication device of the present invention will be described with reference to the accompanying drawings.

[0093] FIG. 1 is a block diagram showing a general configuration of a first embodiment of a communication device of the present invention. A communication device 1 generally includes a path search part A 120, a path search part B 130, a spread code replica generator 116, a delay process controller 117, RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, a RAKE combiner 140, a coherent detection part 141, a remodulating part 142, an error correction decoding part 143-1, an error correction encoding part 143-2 and a switch 50, which are connected as shown in the figure. Signals are received through a multipath propagation path via elements such as an antenna, a frequency converter, an analog/digital (A/D) converter and a memory, all of which are not shown, and are input to the path search part A 120, to the path search part B 130 and to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3.

[0094] The path search part A 120 generally includes a multiplier 121 whereinto the received signals are supplied, a

spread code replica generator 122, a delay profile generator 123 and a path selector 124 which generates an output of the path search part A 120. Similarly, the path search part B 130 generally includes a multiplier 131 whereinto the received signals are supplied, a spread code replica generator 132, a delay profile generator 133 and a path selector 134 which generates an output of the path search part B 130. The outputs of the path search part A 120 and the path search part B 130 are supplied to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 via the delay controller 117.

[0095] The RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 each has the same configuration and the RAKE finger circuit 110-1 generally includes a delay processor 112-1, a multiplier 114-1, a channel estimating part A 20-1, a channel estimating part B 30-1 and a channel variation compensating part 216-1. Outputs of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 are supplied to the RAKE combiner 140 via the channel variation compensating parts 216-1 to 216-3 (only 216-1 is shown in the figure) and are combined in the RAKE combiner, and then supplied to the coherent detection part 141. The coherent detection part 141 provides a detection output. The detection output obtained from the coherent detection part 141 is supplied to an error correction decoding part 143-1 which performs error correction decoding processes and outputs an error corrected and decoded output signal. The output signal from the error correction decoding part 143-1 is subjected to an error correction and encoding process at the error correction encoding part 143-2 and then supplied to the switch 50. The detection output from the coherent detection part 141 is also supplied to the switch 50. The output of the switch 50 is fed back, via the remodulating part 142, to the delay profile generator 133 of the path search part B 130 and to the channel estimating part B 30-1 to 30-3 (only 30-1 is shown in the figure) of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3. The remodulating part 142, the error correction encoding part 143-2 and the switch 50 form a decision feedback processor 60.

[0096] As will be described later, the first embodiment of the communication device is particularly characterized in configurations and operations of the path search part A 120, the path search part B 130 and the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 (only 20-1 is shown) and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3 (only 30-1 is shown) of the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3.

[0097] In detail, the path search part A 120 and the path search part B 130 involve a first path search step and a second path search step and the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 involve a first channel estimating step and a second channel estimating step.

[0098] In the first path search step, when detecting respective timings of path components included in a received signal received via the multipath propagation path, the respective timings of the path components are detected using pilot symbols of a known phase which is included in the received signal. In the second path search step, respective timings of the path components are detected using an information symbol derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase. Accordingly, since respective timings of the path components are detected by searching a path using pilot symbols of known phase, and timings of each path component are detected again using the

information symbol derived from a signal demodulated according to the thus-obtained timings and pilot symbols of a known phase, the path search accuracy can be improved.

[0099] On the other hand, the first and second channel estimating steps include, when estimating channel variation using pilot symbols, respectively, a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in the received signal and a channel estimating step for implementing channel estimation using the acquired pilot symbols. In the second channel estimating step, channel estimation is implemented using information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first channel estimating step and the pilot symbols of a known phase. Thus, by using the information symbols and the pilot symbols of a known phase for channel estimation, channel estimation can be implemented at a high accuracy irrespective of the continuity of the transmission signal.

[0100] It is to be noted that the fed-back information symbols used in path search and channel estimation steps need not be different for path search and channel estimation steps but can be shared, so as to further improve the path search accuracy and the channel estimation accuracy.

[0101] That is to say, path search and channel estimation steps can be recursively implemented by performing the first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in the received signal received via the multipath propagation path, performing the first channel estimating step for estimating the channel variation after the first path search step, performing the second path search step for detecting respective timing of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase, performing the second channel estimating step for implementing channel estimation in which channel variation is estimated using the information symbols derived from a signal demodulated via the first channel estimating step according to the timings detected in the first path search step and pilot symbols of a known phase, and thereafter repeating the second path search step using information symbols demodulated after the second channel estimation step and pilot symbols and the second channel estimation step using information symbols fed back via the decision feedback processor 60 according to the timings detected in the second path search step. Accordingly, since path search and channel estimation are implemented in a recursive manner, in other words mutually complementarily, the path search accuracy and the channel estimation accuracy can be further improved.

[0102] FIG. 2 is a flowchart for explaining process steps carried out by the communication device of the first embodiment. In FIG. 2, at step S1, a received packet signal is stored in a memory. After storing the received packet signal into the memory, path search is implemented using pilot symbols of a known phase, at step S2. After path search, a despreading process and a channel estimation process are applied to the received signal according to receiving timings of the selected path, and then RAKE combining is implemented, at step S3.

[0103] At step S4, the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection and then a tentative data decision



of information symbols is implemented. Then, at step S5, the tentative data decision information symbols are modulated and complex conjugate values thereof are fed back for path search. As step 6, path search is implemented using both the pilot symbols and the information symbols using the fact that the phase of the pilot symbols is known and the phase of the information symbols may be known by multiplying them by the fed-back complex conjugate values.

[0104] After path search, at step S7, despreading process and channel estimating process are applied to the received signal at receiving timings of the newly selected path and then RAKE combining is implemented. Then, at step S8, the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection.

[0105] At step S9, it is determined whether or not to repeat the path search step, and, if the result of determination is YES, the method returns to step S5 and implements tentative data decision of the information symbols, modulates the tentative data decision information symbols and feedbacks the complex conjugate values thereof for path search. On the other hand, if the result of determination at step S9 is NO, the data decision result is output at step S10, and the process ends.

[0106] As has been described above, path search and channel estimation may be implemented in a recursive manner, in other words mutually complementarily, by performing path search of step S2 and channel estimation of step S7 in the order of the first path search step—the first channel estimation step—the second path search step—the second channel estimation step—the second path search step—the second channel estimation step—the second path search step—the second channel estimation step—... , so that the path search accuracy and the channel estimation accuracy may be further improved.

[0107] As has been described above, the path search accuracy can be improved by implementing a tentative data decision of the information symbols by implementing path search and channel estimation using the pilot symbols, and then, repeating the path search using the tentative data decision information symbols and the pilot symbols.

[0108] Then, using the path search result of an improved accuracy, a despreading process is implemented again, and the channel estimation process and the RAKE combining process are implemented using the tentative data decision information symbols and the pilot symbols, and the RAKE combined signal is demodulated by coherent detection, thereby, an accuracy of the data decision result can be improved. Also, by feeding back the data decision result of an improved accuracy and by repeating the path search step again, the path search accuracy is improved, and as a result, the data decision result will be further improved. Accordingly, by recursively repeating a sequence of processes of path search, despreading, and channel estimation, both accuracies can be improved in a mutually affecting manner.

[0109] FIG. 3 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. The first embodiment of the path search part adopts a first embodiment of a path search method of the present invention and each of the second to seventh embodiments of the path search parts described later adopts second to seventh embodiments of the

path search method of the present invention. In FIG. 3, elements similar to those shown in FIG. 1 are indicated with corresponding reference numerals.

[0110] Referring to FIG. 3, the received packet signal is stored in a memory (not shown), and then, via a terminal 101, supplied to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, to the path search part A 120 and to the path search B 130. It is to be noted that, in the present embodiment, a circuit arrangement with three fingers is shown as an example, but in general, there may be any natural number of n-RAKE finger circuits.

[0111] The path search part A 120 implements a despreading process at the multiplier 121 in such a manner that the pilot symbols of the supplied received packet signal are multiplied by the spreading code generated at the spread signal replica generator 122. The despread pilot symbols are cophased and summed at the profile generator 123, and a delay profile is generated.

[0112] The path selector 124 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 123 and selects the paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to the delay process controller 117 via the switch 118. The switch 118 operates such that it is connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S5-S9 of FIG. 2.

[0113] The delay process controller 117 controls the timings of despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 124. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied received packet signals based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading processes are implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0114] The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and the tentative data decision of the information symbols is implemented. Thereafter, the tentative data decision information symbols are supplied to the remodulation part 142 for remodulating the information symbols, and the complex conjugate values thereof are fed back to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0115] The path search part B 130 despreads the pilot symbols and the information symbols of the received packet signal. As in the case of the path search part A 120, the pilot symbols and the information symbols are despread in the multiplier 131 such that the spread code generated at the spread signal replica generator 132 is multiplied thereto.

[0116] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols so as to generate a delay profile.

[0117] The delay profile from the delay profile generator 133 is supplied to the path selector 134 where paths to be RAKE combined are selected. The path selector 134 supplies information related to the selected paths to the delay process controller 117 via the switch 118.

[0118] Based on the timings of the paths selected in the path selector 134, the delay process controller 117 controls the timing of despread processing performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3. In detail, the delay controller 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied received packet signals based on instructions given by the delay process controller 117, and the despread processing is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0119] The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and the tentative data decision of the information symbols is implemented. The detection output from the coherent detection part 141 is outputted from the terminal 102.

[0120] A sequence of processes implemented in the path search B 130 using the above-mentioned tentative data decision result is repeated recursively for  $n$ -times ( $n$ : natural number). Thus, by recursively repeating the sequence of processes including path search, despread and channel estimation, the path search accuracy and the data decision result accuracy can be improved in a mutually affecting manner.

[0121] It is to be noted that in FIG. 3, the spread signal replica generator 122, 132, the delay profile generators 123, 133 and the path selectors 124, 134 are provided as individual elements, but these may be shared.

[0122] FIG. 4 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 4, elements similar to those shown in FIG. 3 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. Referring to FIG. 4, the error correction decoding part and the error correction encoding part 143 corresponds to the error correction decoding part 143-1 and the error correction encoding part 143-2 shown in FIG. 1.

[0123] The configuration of FIG. 4 is characterized in that, particularly, when error correction codes are included in the information symbols, an error correction decoding is implemented on the information symbols obtained by tentative data decision, and then an error correction encoding and remodulation are implemented again, and then fed back to the path search part.

[0124] After tentative data decision of the information symbols by the coherent detection part 141, the tentative data decision information symbols are supplied to the error correction decoding part and error correction encoding part 143, and then error correction decoding is implemented. The information symbols which have experienced error correction decoding is error correction coded again and is supplied to the remodulating part 142.

[0125] The remodulating part 132 remodulates the supplied information symbols and feeds back the complex

conjugate values thereof to the delay profile generator 133 of the path search part B 130. Other processes are similar to those of the first embodiment of the path search part, and thus will not be explained in detail.

[0126] As has been describe above, with the error correction decoding part and error correction encoding part, when an error correction code is included in the information symbols, this error correction code can be effectively used for improving a path search accuracy and a data decision result accuracy.

[0127] Referring now to FIGS. 5 to 7, a path search part will be described for a case where a multicarrier transmission system is adopted.

[0128] FIG. 5 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 5, elements similar to those shown in FIG. 4 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. It is to be noted that the configuration of FIG. 5 is adapted to a path search method according to a multicarrier CDMA system having  $m$ -subcarriers. With this multicarrier CDMA system, since signals for a plurality of mobile stations are multiplexed by CDMA for each subcarrier, it is necessary to implement path search for each subcarrier.

[0129] Referring to FIG. 5, the received packet signal is stored in a memory (not shown), and then supplied to a multicarrier demodulator 210 via the terminal 101. The multicarrier demodulator 210 resolves the supplied received packet signals into components of each subcarrier, and supplies to the circuits 200-1 to 220- $m$  for each subcarrier component. It is to be noted that the multicarrier demodulator 210 may be realized using elements such as a discrete Fourier transformation device (DFT), fast Fourier transformation device (FFT) and filters.

[0130] The RAKE finger circuits 110-1 to 110-3, the path search part A 120 and the path search part B 130 included in the circuit 200-1 are supplied with signals of predetermined subcarriers from the multicarrier demodulator 210. In the present embodiment, a circuit arrangement with three fingers is shown as an example, but in general, there may be any natural number of RAKE finger circuits.

[0131] The path search part A 120 implements a despread processing at the multiplier 121 in such a manner that the pilot symbols of the supplied received packet signal are multiplied by the spreading code generated at the spread signal replica generator 122. The despread pilot symbols are supplied to the profile generator 123. Similarly, the despread pilot symbols are supplied from circuits 200-1 to 200- $m$  to the profile generator 123.

[0132] The delay profile generator 123 cophases and sums the despread pilot symbols at each circuit 200-1 to 200- $m$  for each subcarrier, and then sums the cophased and summed result for each subcarrier by power-summation, so as to generate a delay profile. The path selector 124 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 123 and selects paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214 via the switch 118.

[0133] The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the delay process

controllers 117 of the circuits 200-1 to 200-m, respectively. It is to be noted that the switch 118 is connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S5-S9 of FIG. 2.

[0134] The delay process controller 117 controls the timings of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 124. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied signal based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied received packet signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116.

[0135] The signals which have been RAKE combined in the RAKE combiners 140 included in the circuits 200-1 to 200-m are supplied to a parallel-to-serial converter 212, and after being converted into a single sequence, supplied to the coherent detection part 141. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and tentative data decision of the information symbols is implemented.

[0136] After implementing tentative data decision of the information symbols by the coherent detection part 141, the tentative data decision information symbols are supplied to the error correction decoder and error correction encoder 143 where error correction decoding is implemented. Then, the error correction decoded information symbols are error correction coded again, and then supplied to the remodulating part 142. Then, the remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and feeds back the complex conjugate values thereof to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0137] It is to be noted that when error correction codes are not included in the information symbols, as in the first embodiment of the path search part, the tentative data decision information symbols may be remodulated and the complex conjugate values thereof may be fed back to the delay profile generator 133 of the path search part B 130.

[0138] The path search part B 130 implements a despreading process of pilot symbols and information symbols of a signal supplied for each subcarrier. As in the case of the path search part A 120, the despreading process is implemented by multiplying the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal by a spread code generated at the spread signal replica generator 132.

[0139] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols for each subcarrier and then sums the cophased and summed results for each subcarrier by power-summation so as to generate a delay profile.

[0140] The path selector 134 is supplied with the delay profile from the delay profile generator 133 and selects paths

to be RAKE combined. The path selector 134 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214 via the switch 118. The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the delay process controllers 117 of the circuits 200-1 to 200-m, respectively.

[0141] The delay process controller 117 controls the timings of despreading process performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 based on the timings of the paths selected in the path selector 134. In detail, the delay processors 112-1 to 112-3 serve to delay the supplied signal based on instructions given by the delay process controller 117, and the despreading process is implemented in the multipliers 114-1 to 114-3 by multiplying the supplied signals by the spread code generated in the spread signal replica generator 116. The despread signals are RAKE combined at the RAKE combiner 140.

[0142] The signals which have been RAKE combined in the RAKE combiners 140 included in the circuits 200-1 to 200-m are supplied to a parallel-to-serial converter 212, and after being converted into a single sequence, supplied to the coherent detection part 141. The RAKE combined signal is supplied to the coherent detection part 141 where the signal is demodulated and then the tentative data decision of the information symbols is implemented.

[0143] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for n-cycles (n: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0144] FIG. 6 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 6, elements similar to those shown in FIG. 5 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 6 is characterized in that the path search part B 130 implements despreading processes of pilot symbols and information symbols for each subcarrier, and implements delay profile generation and path selection.

[0145] The path selector 124 supplies information of the selected paths to a reproducing part 214. The reproducing part 214 reproduces the supplied path information and supplies them to the switches 118 of the circuits 200-1 to 200-m, respectively. It is to be noted that the switches 118 are connected to a terminal (b) side when performing the steps S2 to S4 of FIG. 2 and connected to the terminal (a) side when performing the steps of S5-S9 of FIG. 2.

[0146] In the present embodiment, a process similar to a process performed in the fourth embodiment of the path search part is implemented and the information symbols error correction coded again are supplied to the remodulating part 142. The remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and supplies complex conjugate values thereof to a serial-to-parallel converter 216. The serial-to-parallel converter 216 converts the supplied complex conjugate values to a plurality of sequences, and then feeds back the converted complex conjugate values to the delay profile generator 133 of the circuits 200-1 to 200-m, respectively.

[0147] The path search part B 130 despreads the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal for each subcarrier. As in the case of the path search part A 120, the despreading processes are implemented in the multipliers 131 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, such that the pilot symbols and the information symbols of the supplied signal are multiplied by the spread code generated at the spread signal replica generator 132.

[0148] The despread symbols include the pilot symbols wherefrom the modulation components are removed using the fact that the phase is known. On the other hand, the despread symbols include the information symbols which are multiplied by the complex conjugate values fed back from the remodulation part 142 and from which the modulation components are removed. The delay profile generator 133 cophases and sums the values obtained by removing the modulation portions from the despread symbols so as to generate a delay profile.

[0149] The path selectors 134 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, are supplied with the delay profile from the delay profile generator 133 and select paths to be RAKE combined. The path selectors 134 supply information of the selected paths to the delay process controllers 177 via the switches 118.

[0150] Accordingly, since path information for each subcarrier are individually supplied to the delay process controllers 177, the timings of the despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 can be controlled for each subcarrier.

[0151] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for n-cycles (n: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0152] FIG. 7 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 7, elements similar to those shown in FIG. 6 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 7 is characterized in that the path search part A 120 and the path search part B 130 implement despreading processes of pilot symbols and information symbols for each subcarrier.

[0153] When the despread pilot symbols are supplied, the profile generators 123 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, implement cophasing and summing of the despread pilot symbols for each subcarrier, so as to generate a delay profile. The path selectors 124 included in the circuits 200-1 to 200-m, respectively, are supplied with the delay profiles from the delay profile generator 123 and select paths to be RAKE combined. The path selector 124 supplies information of the selected paths to the delay process controllers 117 via the switch 118.

[0154] Accordingly, since the path information for each subcarrier are individually supplied to the delay controllers 117, the timings of the despreading processes performed in the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 can be controlled for each subcarrier.

[0155] A process sequence described above performed in the path search part B 130 using the tentative data decision result is recursively repeated for n-cycles (n: natural number). Thus by recursively repeating a process sequence including path search, despreading and channel estimation, a path search accuracy and an accuracy of data decision can be improved in a mutually affecting manner in a multicarrier CDMA system.

[0156] FIG. 8 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. It is to be noted that, in FIG. 8, the path search part 120, the structures of the path search part B 130 and a RAKE fingers and RAKE combiner 220 are illustrated in a simplified manner, these may be realized as, for example, the configuration shown in FIG. 4. The RAKE fingers and RAKE combiner 220 corresponds to the RAKE finger circuits 110-1 to 110-3 and the RAKE combiner 140. Also, in FIG. 8, elements similar to those shown in FIG. 3 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0157] The remodulating part 142 remodulates the supplied information symbols and supplies complex conjugate values thereof to a decision feedback symbol selecting part 222. The decision feedback symbol selecting part 222 selects k symbols ( $k \leq Nd$ , k: natural number) out of the supplied Nd symbols (Nd: natural number), and feeds back complex conjugate values thereof to the path search part B 130.

[0158] Accordingly, the decision feedback symbol selecting part 222 may select and feed back any successive k parts, may select and feed back any discrete k or may select and feed back all ( $k=Nd$ ) of the Nd remodulated information symbols.

[0159] Also, when selecting k symbols, the symbols may be ranked in accordance with the reliability of the received symbols and may select and feed back in a descending order of the reliability, or may feed back after weighting the symbols in accordance with the reliability. For example, reception power of the received symbols may be used as the reliability of the received symbols.

[0160] As one embodiment, the reception power of the received symbols may be derived by multiplying the RAKE combined received symbols by the complex conjugate values of the tentative data decision result obtained from a demodulation process and squaring the value obtained by the multiplication.

[0161] As another embodiment, the reliability of the received symbols may be obtained using a desired signal power versus interference-plus-noise power ratio of the received symbols. One configuration for realizing this embodiment is a configuration shown in FIG. 9. FIG. 9 is a block diagram showing a configuration for deriving the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio.

[0162] The desired signal power can be approximated by multiplying the RAKE combined received symbol by the complex conjugate values of the tentative data decision result of the tentative data decision part 230 and squaring the value obtained by the multiplication using a square multiplier 232. Also, the interference-plus-noise power may be approximated at each RAKE finger circuits using a square

multiplier 240 by squaring the RAKE combined pilot symbols in the square multiplier 234 and squaring the sum of an average value obtained by averaging the result of the square multiplier 234 in an averaging part 236 and a squared value of a channel variation estimate value.

[0163] FIG. 10 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a path search part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 10, elements similar to those shown in FIG. 8 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0164] The configuration of FIG. 10 is characterized in that the error correction decoding part and the error correction encoding part 143 is provided between the coherent detection part 141 and the remodulating part 142. That is to say, according to the configuration of FIG. 10, when the information symbols include error correction codes, the information symbols obtained by tentative data decision are error correction decoded, error correction coded again, remodulated, and fed back. It is to be noted that, in FIG. 10, the structure of each part is illustrated in a simplified manner, but those may be realized as, for example, the configuration shown in FIG. 4.

[0165] The reliability of the received symbols may be obtained from the above-described reception power of the information symbols and the desired signal power versus interference-plus-noise power ratio or may be based on the likelihood ratio of the received signal used for error correction decoding. For example, when a convolution code is used as the error correction code, a value of a path metric calculated in a procedure of Viterbi decoding may be used as the reliability of the received signal.

[0166] As has been described above, with the present embodiment, since the timings of respective path components are detected by implementing path search of pilot symbols of a known phase, and the timings of respective path components are detected again using information symbols derived from the decoded signal according to thus-obtained timings and the pilot symbols, a path search accuracy can be improved.

[0167] Also, when demodulation is implemented again using the path search result of an improved accuracy, a data decision result accuracy can be improved. Further, when path search is repeated again by feeding back the data decision result of an improved accuracy, a path search accuracy is further improved and as a result the data decision result can be further improved.

[0168] FIG. 11 is a block diagram showing a configuration of a first embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. The first embodiment of the channel estimation part adopts a first embodiment of a channel estimation method of the present invention and each of the second to eleventh embodiments of the channel estimation parts described later adopts second to eleventh embodiments of the channel estimation method of the present invention.

[0169] With the configuration shown in FIG. 11, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated, the channel variation is compensated and then detected.

[0170] In FIG. 11, the received packet signal is supplied to a delay part 212 or to a channel estimating part 214 via a switch 210. The channel variation estimating part 214 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminal (b) side so as to separate a pilot symbol  $r_p(i)$  and an information symbol  $r_d(i)$  of the received packet signal. Note that the letter  $i$  of the pilot symbol  $r_p(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_p$ . Also, the letter  $i$  of the information symbol  $r_d(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol,  $N_d$ .

[0171] The channel variation estimating part 214 implements channel estimation using the supplied pilot symbol  $r_p(i)$  and supplies complex conjugate values  $\xi_d(i)$  of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter  $i$  of the complex conjugate values  $\xi_d(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_p$ . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbol  $r_d(i)$  and supplies an information symbol  $r_d(i)$  to the channel variation compensation part 216.

[0172] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol  $r_d(i)$  by the complex conjugate values  $\xi_d(i)$  and supplies the compensated information symbol  $r_d(i)$  to a coherent detection part 218. The coherent detection part 218 corresponds to the coherent detection part 141 shown in FIG. 1. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbol  $r_d(i)$  and outputs the data decision result.

[0173] FIG. 12 is a diagram showing a structure of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIG. 12, a packet includes a time multiplexed pilot symbols inserted therein. The pilot symbols may be inserted at any position, may be arranged in a temporally continuous manner, and may be arranged in a discrete manner. Also, any number of insertions of pilot symbols may be implemented.

[0174] When the packet shown in FIG. 12 is received, according to the configuration shown in FIG. 11, the received packet signal is temporally separated into the pilot symbols  $r_p(i)$  and the information symbols  $r_d(i)$  by switching the switch 210. The channel variation estimating part 214 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols  $r_p(i)$ . The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols  $r_d(i)$  and outputs the data decision result.

[0175] FIG. 13 is a diagram showing another structure of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIG. 13, a packet includes code multiplexed pilot symbols inserted therein. The pilot symbols may be arranged in a temporally continuous manner and may be arranged in a discrete manner. Also, any number of insertions of pilot symbols may be implemented.

[0176] When the packet shown in FIG. 13 is received, according to the configuration shown in FIG. 11, the code-

multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols  $r_p(i)$  and the information symbols  $r_d(i)$  by a despreading process. The channel variation estimating part 214 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols  $r_p(i)$ . The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols  $r'_d(i)$  and outputs the data decision result.

[0177] FIG. 14 is a block diagram showing a configuration of a second embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0178] With the configuration shown in FIG. 14, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated, the channel variation is compensated and then detected. It is to be noted that the received packet in a packet in which time- or code-multiplexed pilot symbol is inserted in k-packets (k: natural number) transmitted from the same transmitter.

[0179] In FIG. 14, the received packet signal is supplied to the delay part 212 or to a channel estimating part 220 via the switch 210. The channel variation estimating part 220 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 to bn) side so as to separate pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,1}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$  and information symbols  $r_d(i)$  of the received packet signal. Note that the letter i of the pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,1}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_p$ . Also, the letter i of the information symbol  $r_d(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol,  $N_d$ .

[0180] The channel variation estimating part 214 implements channel estimation using the supplied pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,1}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$  and supplies complex conjugate values  $\bar{r}_p(i)$  of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter i of the complex conjugate values  $\bar{r}_p(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_p$ . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbol  $r_d(i)$  and supplies the information symbol  $r_d(i)$  to the channel variation compensation part 216.

[0181] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol  $r_d(i)$  by the complex conjugate values  $\bar{r}_p(i)$  and supplies the compensated information symbols  $r'_d(i)$  to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbols  $r'_d(i)$  and outputs the data decision result.

[0182] FIGS. 15 and 16 are diagrams showing other structures of the present embodiment of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIGS. 15 and 16, time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in k-packets (k: natural number) transmitted from the same transmitter. In this case, pilot symbols included in each packet are extracted and the extracted pilot symbols are combined so as to implement channel estimation.

[0183] FIG. 15 shows a structure similar to the packet of FIG. 12 in which the pilot symbols are time-multiplexed. Also, FIG. 16 shows a structure similar to the packet of FIG. 13 in which the pilot symbols are code-multiplexed.

[0184] When the packets shown in FIG. 15 are received, according to the configuration shown in FIG. 14, the packets are temporally separated into the pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,1}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$  and the information symbols  $r_d(i)$  by switching the switch 210. The channel variation estimating part 220 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,1}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$ . The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols  $r'_d(i)$  and outputs the data decision result.

[0185] When the packet shown in FIG. 16 is received, the code-multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,1}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$  and the information symbols  $r_d(i)$  by a despreading process. The channel variation estimating part 210 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,1}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$ . The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols  $r'_d(i)$  and outputs the data decision result.

[0186] FIG. 17 is a block diagram showing a configuration of a third embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0187] With the configuration shown in FIG. 17, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel, the channel variation is compensated and then detected.

[0188] A mobile communication system is generally provided with a common control channel for announcing various control signals from a base station to mobile stations. Therefore, packets with pilot symbols multiplexed therewith may be transmitted from the base station to the mobile stations via the common control channel.

[0189] In FIG. 17, the received packet signal transmitted from a base station to a mobile station is separated into pilot symbols  $c_p(i)$  and information symbols  $r_d(i)$  multiplexed in the common control channel at the mobile station, and supplied to the channel variation compensating part 216 or the channel variation estimating part 222. The channel variation estimating part 222 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. Note that the letter i of a pilot symbol  $c_p(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_{p,c}$ . Also, the letter i of an information symbol  $r_d(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an information symbol,  $N_d$ .

[0190] The channel variation estimating part 222 implements channel estimation using the supplied pilot symbols

$c_p(i)$  and supplies complex conjugate values  $\xi_a(i)$  of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter  $i$  of the complex conjugate values  $\xi_a(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of an pilot symbol,  $N_p$ .

[0191] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols  $r_a(i)$  by the complex conjugate values  $\xi_a(i)$  and supplies the compensated information symbols  $r'_a(i)$  to a coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the supplied information symbols  $r'_a(i)$  and outputs the data decision result.

[0192] FIGS. 18 and 19 are diagrams showing other structures of the present embodiment of a packet wherein pilot symbols are inserted. In FIGS. 18 and 19, time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in the common control channel of the packets transmitted from the base station to the mobile station. In this case, pilot symbols included in the common control channel of each packet are extracted and the extracted pilot symbols are combined so as to implement channel estimation.

[0193] FIG. 18 shows a structure similar to the packet of FIG. 12 in which the pilot symbols are time-multiplexed in the common control channel. Also, FIG. 19 shows a structure similar to the packet of FIG. 13 in which the pilot symbols are code-multiplexed in the common control channel.

[0194] When the packets shown in FIG. 18 are received, according to the configuration shown in FIG. 17, the packets are temporally separated into the pilot symbols  $c_p(i)$  and the information symbols  $r_a(i)$ . The channel variation estimating part 222 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols  $r_a(i)$ . The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols  $r'_a(i)$  and outputs the data decision result.

[0195] When the packet shown in FIG. 19 is received, the code-multiplexed pilot symbols are separated into the pilot symbols  $c_p(i)$  and the information symbols  $r_a(i)$  by a despreading process. The channel variation estimating part 222 estimates an amount of channel variation using the pilot symbols  $c_p(i)$ . The channel variation compensating part 216 compensates for the channel variation in accordance with the amount of channel variation. Accordingly, the coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the channel variation compensated information symbols  $r'_a(i)$  and outputs the data decision result.

[0196] FIG. 20 is a block diagram showing a configuration of a fourth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0197] With the configuration shown in FIG. 20, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel, the channel variation is compensated and then detected.

[0198] In FIG. 20, the received signal including the received packet signal and the common control channel are supplied to a delay part 212 or to a channel estimating part 224 via the switch 210. The channel variation estimating part 224 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 and b2) side so as to separate pilot symbols  $r_p(i)$ , information symbols  $r_a(i)$  and pilot symbols  $c_p(i)$  multiplexed with the common control channel of the received packet signal.

[0199] The channel variation estimating part 224 implements channel estimation using the supplied pilot symbols  $r_p(i)$  and  $c_p(i)$  and supplies complex conjugate values  $\xi_a(i)$  of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter  $i$  of the complex conjugate values  $\xi_a(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_p$ . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbols  $r_a(i)$  and supplies the information symbols  $r_a(i)$  to the channel variation compensation part 216.

[0200] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol  $r_a(i)$  by the complex conjugate values  $\xi_a(i)$  and supplies the compensated information symbol  $r'_a(i)$  to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 corresponds to the coherent detection part 141 shown in FIG. 1. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbol  $r'_a(i)$  and outputs the data decision result.

[0201] FIG. 21 is a block diagram showing a configuration of a fifth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0202] With the configuration shown in FIG. 21, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, channel variation experienced by a received packet signal is estimated using pilot symbols applied in the common control channel and pilot symbols of the received packet, the channel variation is compensated and then detected. It is to be noted that the time- or code-multiplexed pilot symbols are inserted in  $k$ -packets ( $k$ : natural number) transmitted from the same transmitter.

[0203] In FIG. 21, the received signal including the received packet signal and the common control channel are supplied to the delay part 212 or to a channel estimating part 226 via the switch 210. The channel variation estimating part 226 corresponds to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and channel estimating parts 30-1 to 30-3 shown in FIG. 1. The switch 210 is switched between the terminal (a) side or to the terminals (b1 to bn) side so as to separate pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,k}(i)$ , information symbols  $r_a(i)$  and the pilot symbols multiplexed with the common control channel,  $c_p(i)$  of the received packet signal.

[0204] The channel variation estimating part 226 implements channel estimation using the supplied pilot symbols  $r_p(i)$ ,  $r_{p,k}(i)$ ,  $r_{p,k-1}(i)$  and  $c_p(i)$  and supplies complex conjugate values  $\xi_a(i)$  of the channel estimation value to the channel variation compensation part 216. Note that the letter  $i$  of the complex conjugate values  $\xi_a(i)$  is a natural number,

and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_p$ . On the other hand, the delay part 212 delays the supplied information symbols  $r_a(i)$  and supplies the information symbols  $r'_a(i)$  to the channel variation compensation part 216.

[0205] The channel variation compensation part 216 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols  $r_a(i)$  by the complex conjugate values  $\bar{E}_a(i)$  and supplies the compensated information symbols  $r'_a(i)$  to the coherent detection part 218. The coherent detection part 218 implements absolute coherent detection of the information symbols  $r'_a(i)$  and outputs the data decision result.

[0206] FIG. 22 is a block diagram showing a configuration of a sixth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment.

[0207] With the configuration shown in FIG. 22, when a communication is made between a base station and a mobile station using a packet wireless access system, a process of estimating channel variation experienced by a received packet signal, compensating and detecting the channel variation is repeatedly implemented through a feedback loop.

[0208] In FIG. 22, the received packet signal is separated into pilot symbols  $r_p(i)$  and information symbols  $r_a(i)$  and the information symbols  $r_a(i)$  are supplied to the delay parts 230 and 238 and the pilot symbol  $r_p(i)$  are supplied to the channel variation estimating part A 232 and the delay part 240. The channel variation estimating part A 232 and the channel variation estimating part B 246 correspond to the channel estimating parts A 20-1 to 20-3 and the channel estimating parts B 30-1 to 30-3, respectively.

[0209] The channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using the supplied pilot symbol  $r_p(i)$  and supplies complex conjugate values  $\bar{E}_{a,i}(i)$  of the channel estimation value to a channel variation compensation part 234. Note that the letter  $i$  of the complex conjugate values  $\bar{E}_{a,i}(i)$  is a natural number, and may vary up to the number of symbols of a pilot symbol,  $N_p$ . Also, methods similar to those of various embodiments of the channel estimating part described above may be used as a channel estimating method using a pilot symbol.

[0210] On the other hand, the delay part 230 delays the supplied information symbols  $r_a(i)$  and supplies the information symbols  $r'_a(i)$  to the channel variation compensation part 234. The channel variation compensation part 234 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbols  $r_a(i)$  by the complex conjugate values  $\bar{E}_{a,i}(i)$  and supplies the compensated information symbols  $r'_a(i)$  to a coherent detection part 236. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbols  $r'_a(i)$  and outputs the data decision result.

[0211] The coherent detection part 236 supplies the tentative data decision information symbol to the modulator 244. The modulator 244 modulates the supplied information symbol  $r_a(i)$  again and supplies the complex conjugate values  $x_a(i)$  of the sequence to the multiplier 242. On the other hand, the delay part 238 delays the supplied information symbols  $r_a(i)$  and supplies the information symbols  $r'_a(i)$  to the multiplier 242.

[0212] The multiplier 242 multiplies the corresponding position of the supplied information symbol  $r'_a(i)$  by com-

plex conjugate values  $x_a(i)$  of the sequence, so as to generate an information symbol sequence  $y_a(i)$  wherefrom the modulation components are removed. The multiplier 242 supplies the generated information symbol sequence  $y_a(i)$  to the channel variation estimating part B 246. Also, the delay part 240 delays the supplied pilot symbol  $r_p(i)$  and supplies its information symbol  $r'_p(i)$  to the channel variation compensation part B 246.

[0213] The channel variation estimation part B 246 implements channel estimation again using the supplied pilot symbol  $r'_p(i)$  and the information symbol sequence  $y_a(i)$  wherefrom the modulation components are removed. Complex conjugate values  $\bar{E}_{b,i}(i)$  of the thus-derived channel estimation values are supplied to the channel variation compensating part 234 again.

[0214] The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the corresponding position of the supplied information symbol  $r_a(i)$  by the complex conjugate values  $\bar{E}_{b,i}(i)$  and supplies the compensated information symbol  $r'_a(i)$  to a coherent detection part 236. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbol  $r'_a(i)$  and outputs the data decision result.

[0215] The data decision information symbol may be directly output as a detection output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 via the modulator 244 and the multiplier 242 again so as to repeat the process sequence for  $n$ -cycles ( $n$ : natural number).

[0216] FIG. 23 is a block diagram showing a configuration of a seventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 23, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals.

[0217] The configuration shown in FIG. 23 is characterized in that a weight generator 248 is provided between the modulator 244 and the multiplier 242. The multiplier 244 remodulates the supplied information symbol and supplies complex conjugate values  $x_a(i)$  of the sequence to the weight generator 248. The weight generator 248 implements weighting on the supplied complex conjugate values  $x_a(i)$ .

[0218] For example, the weight generator 248 outputs a weighting value  $w_a(i)$  in accordance with the condition when the information symbol is received. As an example of the weighting value  $w_a(i)$  to be outputted, it is possible to use a value proportional to a value of the received signal power of the received symbol derived by squaring a value of the channel variation compensated received symbol sequence  $x_a(i)$ .

[0219] A value proportional to the desired signal power versus interference power ratio for each received symbol may also be used as the weighting values  $w_a(i)$ . In order to derive the desired signal power versus interference power ratio, for example, using reception power of the information symbol as the desired signal power, a calculation is performed to derive a squared value of a difference between the channel variation compensated received symbol  $x_a(i)$  and a squared value of its channel estimation value, and then an average value taken over  $N_s$  symbols is used as an interference signal.

[0220] Further, by controlling the weighting controller 248, it is possible to control an amount of the complex



conjugate values  $x_d(i)$  to be fed back. For example, the information symbol having a weighting values of "0" will not be fed back. It is to be noted that other processes are similar to the processes of FIG. 22, and therefore will not be explained in detail.

[0221] FIG. 24 is a block diagram showing a configuration of an eighth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 24, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0222] The configuration of FIG. 24 is characterized in that an error correction decoder and error correction encoder 250 is provided between the coherent detection part 236 and the modulator 244. The error correction decoder and error correction encoder 250 corresponds to the error correction decoder 143-1 and the error correction encoder 143-2 shown in FIG. 1. The coherent detection part 236 implements absolute coherent detection of the supplied information symbol  $r_d(i)$  and implements tentative data decision of the information symbol.

[0223] The coherent detection part 236 supplies the tentative data decision information symbol to the error correction decoder and error correction encoder 250. When the supplied information symbol is error correction coded, the error correction decoder and error correction encoder 250 implements error correction decoding and then error correction encoding is implemented again. The modulator 244 modulates the error correction coded information symbol again and supplies the conjugate values  $x_d(i)$  of the sequence to the multiplier 242. The modulator 244 corresponds to the remodulating part 143 shown in FIG. 1. Other process will not be described here.

[0224] FIG. 25 is a block diagram showing a configuration of a ninth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 25, elements similar to those shown in FIGS. 23 and 24 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0225] The configuration of FIG. 25 is characterized in that the error correction decoder and error correction encoder 250 is provided between the coherent detection part 236 and the modulator 244 and the weighting generator 248 is provided between the modulator 244 and the multiplier 242. The weighting generator 248 may use the weighting method explained with reference to FIG. 23 or may use the reliability of the received symbol obtained while decoding the error correction code. As the reliability information, if it is a convolutional code, a value of a path metric calculated in a procedure of Viterbi decoding may be used. Also, an operation of the weighting generator 248 and the error correction decoder and error correction encoder 250 used in the configuration of FIG. 22 will not be explained here, since an explanation has been made with reference to FIGS. 23 and 24.

[0226] Also, as has been described above, a feedback path of the information symbol to the channel variation estimation part B 246 of FIGS. 23 to 25 and a feedback path of the information symbol to the path search parts B 130 of FIGS. 8 to 10 may be shared using a configuration such as that shown in FIG. 1.

[0227] Referring now to FIGS. 26 to 29, the channel estimation part will be described for a case where a multicarrier transmission system is adopted.

[0228] FIG. 26 is a block diagram showing a configuration of a tenth embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. The configuration of FIG. 26 is a configuration where the eighth embodiment of the channel estimation part is applied particularly in a case where communication is made between a base station and a mobile station using a multicarrier transmission system transmitting information using a plurality of subcarriers.

[0229] In order to implement coherent detection in a multicarrier transmission system, it is necessary to implement channel estimation for each subcarrier. Accordingly, the received packet signal is supplied to a serial-to-parallel converter 260, resolved into components of respective subcarriers and serial-to-parallel converted. Therefore, the serial-to-parallel converter 260 resolves the supplied received packet signal into sequence for each subcarrier and supplies them to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-n of the subcarriers.

[0230] Channel estimation may be applied to each sequence of the subcarrier in accordance with the configuration shown in FIG. 27. FIG. 27 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part. In FIG. 27, elements similar to those shown in FIG. 22 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0231] Firstly, the channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using pilot symbols. The channel estimation method using the pilot symbols may be a method adopted in either one of the first to fifth embodiments of the channel estimating part described above. Next, the channel variation compensation part 234 compensates for the channel variation by multiplying the complex conjugate values  $\tilde{x}_{sub,k}(i)$  of the derived channel estimation value by the corresponding information symbols  $r_{sub,k}(i)$ , the coherent detection part 236 implements an absolute coherent detection and tentative data decision is implemented on the information symbols. The tentative data decision information symbols are supplied to a parallel-to-serial converter 264.

[0232] The parallel-to-serial converter 264 converts the supplied plurality of sequences of subcarriers in to a single sequence by parallel-to-serial conversion, and supplies the obtained single sequence to an error correction decoder and error correction encoder 266. The error correction decoder and error correction encoder 266 performs error correction decoding on the supplied single sequence and outputs the obtained sequence to the modulator 268.

[0233] At the modulator 268, the supplied single sequence is error correction coded again, modulated, and supplied to a serial-to-parallel converter 270. The serial-to-parallel converter 270 performs serial-to-parallel conversion on the supplied single sequence of complex conjugate values  $\tilde{x}_{sub,k}(i)$ , separates the supplied single sequence into respective sequences of the subcarriers and feeds back to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-n of the subcarriers.

[0234] The multipliers 242 of the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers multiply the received symbol by the fed back complex conjugate values  $x_{k,d}(i)$ , so as to generate information symbols  $y_{k,d}(i)$  wherefrom the modulation components are removed.

[0235] The channel variation estimation part B 246 is supplied with the information symbols  $y_{k,d}(i)$  wherefrom the modulation components are removed and the pilot symbols, and implements channel estimation again. The channel variation estimation part B 246 supplies the complex conjugate values  $\xi_{k,k,d}(i)$  of the thus-derived channel estimation values to the channel variation compensating part 234. The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the information symbol  $r_{k,d}(i)$  by the complex conjugate values  $\xi_{k,k,d}(i)$  and the data decision result is obtained by implementing absolute coherent detection at the coherent detection part 236.

[0236] The data decision information symbol may be directly outputted as a detection output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 so as to repeat the channel estimation and absolute coherent detection process sequence for *n*-cycles (*n*: natural number).

[0237] FIG. 28 is a block diagram showing a configuration of an eleventh embodiment of a channel estimation part of the communication device of the first embodiment. In FIG. 28, elements similar to those shown in FIG. 26 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail. The configuration of FIG. 28 is a configuration where the ninth embodiment of the channel estimation part is applied particularly in a case where communication is made between a base station and a mobile station using a multicarrier transmission system transmitting information using a plurality of subcarriers.

[0238] In order to implement coherent detection in a multicarrier transmission system, it is necessary to implement channel estimation for each subcarrier. Accordingly, the received packet signal is supplied to a serial-to-parallel converter 260, separated into components of respective subcarriers and serial-to-parallel converted. Therefore, the serial-to-parallel converter 260 separates the supplied received packet signal into sequence for each subcarrier and supplies them to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers.

[0239] Channel estimation may be applied to each sequence of subcarrier in accordance with the configuration shown in FIG. 29. FIG. 29 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation part implemented for each of the subcarrier sequence in the tenth embodiment of the channel estimation part. In FIG. 29, elements similar to those shown in FIG. 27 are indicated with corresponding reference numerals and will not be explained in detail.

[0240] Firstly, the channel variation estimating part A 232 implements channel estimation using pilot symbols. The channel estimation method using the pilot symbols may be a method adopted in either one of the first to fifth embodiments of the channel estimating part described above. Next, the channel variation compensation is implemented by multiplying the complex conjugate values  $\xi_{k,k,d}(i)$  of the derived channel estimation value by the corresponding information symbol  $r_{k,d}(i)$ , an absolute coherent detection is

performed and the information symbols are tentative data decision. The tentative data decision information symbols are supplied to a parallel-to-serial converter 264 of FIG. 29.

[0241] The parallel-to-serial converter 264 converts the supplied plurality of sequences of subcarriers into a single sequence by parallel-to-serial conversion, and supplies the obtained single sequence to the error correction decoder and error correction encoder 266. The error correction decoder and error correction encoder 266 performs error correction decoding on the supplied single sequence and outputs the obtained sequence to the modulator 268.

[0242] At the modulator 268, the supplied single sequence is error correction coded again, modulated, and supplied to a weight generator 272. The weight generator 272 may be of a configuration in which the weighting processes adopted in the seventh to ninth embodiments of the channel estimation part is implemented. The weight generator 272 supplies the weighted single sequence of complex conjugate values  $x_{k,d}(i)$  to the serial-to-parallel converter 270. The serial-to-parallel converter 270 performs serial-to-parallel conversion on the supplied single sequence of complex conjugate values  $w_{k,d}(i) x_{k,d}(i)$ , separates the supplied single sequence into respective sequences of the subcarriers and feeds back to the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers.

[0243] The multipliers 242 of the channel estimating part and coherent detection parts 262-1 to 262-*n* of the subcarriers multiply the received symbol by the fed back complex conjugate values  $w_{k,d}(i) x_{k,d}(i)$ , so as to generate an information symbol sequence  $y_{k,d}(i)$  wherefrom the modulation components are removed.

[0244] The channel variation estimation part B 246 is supplied with the information symbol sequence  $y_{k,d}(i)$  wherefrom the modulation components are removed and the pilot symbols, and implements channel estimation again. The channel variation estimation part B 246 supplies the complex conjugate values  $\xi_{k,k,d}(i)$  of the thus-derived channel estimation values to the channel variation compensating part 234. The channel variation compensating part 234 compensates for the channel variation by multiplying the information symbol  $r_{k,d}(i)$  by the complex conjugate values  $\xi_{k,k,d}(i)$  and the data decision result is obtained by implementing absolute coherent detection at the coherent detection part 236.

[0245] The data decision information symbol may be directly output or may be fed back to the channel variation estimating part B 246 so as to repeat the channel estimation and absolute coherent detection process sequence for *n*-cycles (*n*: natural number).

[0246] As has been described above, according to each embodiment of the channel estimating part, since pilot symbols of a known phase is used for channel estimation, a high-accuracy channel estimation is possible irrespective of the continuity of the transmission signals. Also, the pilot symbol of known phase may be transmitted by being time-multiplexed or code-multiplexed on the transmission packet. Further, by using the above-described channel estimation method for a communication device, it is possible to realize a communication device capable of implementing a high-accuracy channel estimation.

[0247] In the first embodiment of the communication device, it can be easily understood that any combination of

any one of the embodiments of the path search part and any one of the embodiments of the channel estimating part may be used, or, either any one of the embodiments of path search part or any one of the embodiments of the channel estimating part may be used.

[0248] Also, it can be easily seen that the use of a pilot symbol described with reference to FIGS. 11 to 21 is not limited to channel estimation but may be also applicable to path search. In other words, although a method of multiplexing the pilot symbol has been described with reference to FIGS. 12, 13, 15, 16, 18 and 19, the pilot symbol multiplexed with the received signal with such multiplexing methods may also be used for path search methods described with reference to FIGS. 3 to 10. Therefore, the pilot symbols inputted to the channel variation estimating parts 214, 220, 222, 224, 226 described with reference to FIGS. 11, 14, 17, 20, and 21 may be used for path search as well as for channel estimation.

[0249] Next, a second embodiment of the communication device of the present invention will be described. In the second embodiment of the communication device, one of the methods for using the pilot symbol described with reference to FIGS. 11 to 21 is either adopted in the path search part or in both channel estimating part and the path search part.

[0250] The second embodiment of the communication device also may also provide an effect similar to the first embodiment of the above-described communication device.

[0251] Further, the present invention is not limited to these embodiments, and variations and modifications may be made without departing from the scope of the present invention.

1. A path search method for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, said method comprising the steps of:

a first path search step for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in said signal received via the multipath propagation path; and

a second path search step for detecting respective timings of path components using information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase.

2. The path search method as claimed in claim 1, wherein said information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are generated by implementing the steps of:

despreading said signal received via the multipath propagation path according to said timings detected in the first path search step;

co-phasing and summing the information symbols despreading according to said respective path timings in a symbol by symbol manner;

demodulating and implementing data decision of said co-phased and summed respective information symbols; and

remodulating said data decision signal.

3. The path search method as claimed in claim 2, wherein said information symbols derived from the signal demodulated according to the timings detected in the first path search step are selected and fed back such that information symbols satisfying a predetermined condition are selected.

4. The path search method as claimed in claim 1, wherein said second path search step is repeated until a predetermined condition is satisfied.

5. The path search method as claimed in claim 1, wherein said signal received via the multipath propagation path is transmitted in accordance with a multicarrier code division multiplex system.

6. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

7. The channel estimation method as claimed in claim 6, wherein said pilot symbols of a known phase are time-multiplexed with the packets.

8. The channel estimation method as claimed in claim 6, wherein said pilot symbols of a known phase are code-multiplexed with the packets.

9. The channel estimation method as claimed in claim 1, wherein said channel estimation step implements channel estimation by combining said pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source.

10. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

11. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said pilot symbols of a known phase are time-multiplexed with the common control channel.

12. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said pilot symbols of a known phase are code-multiplexed with the common control channel.

13. The channel estimation method as claimed in claim 10, wherein said channel estimation step implements channel estimation by combining said pilot symbols of a known phase and pilot symbols included in other packets transmitted from the same transmission source.

14. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

a first pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in packets and in a common control channel in a multiplexed manner;

a second pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in said common control channel; and

a channel estimation step for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

15. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:

- a pilot symbol acquiring step for acquiring pilot symbols of a known phase included in a received packet;
  - a tentative channel estimation step for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;
  - a tentative data decision information symbol generating step for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and
  - a channel estimation step for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.
16. The channel estimation method as claimed in claim 15, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes a weighting process for weighting said tentative data decision information symbols according to the reliability.
17. The channel estimation method as claimed in claim 15, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes an error correction process for error correction decoding said tentative data decision information symbols after error correction encoding again.
18. The channel estimation method as claimed in claim 17, wherein said tentative data decision information symbol generating step includes a weighting process for weighting said error correction coded tentative data decision information symbols according to the reliability.
19. A channel estimation method for estimating channel variation using pilot symbols, said method comprising:
- a subcarrier acquiring step for acquiring a plurality of subcarriers included in received packets;
  - a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of a known phase included in said plurality of subcarriers, respectively; and
  - a channel estimation step for implementing channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.
20. A communication device comprising:
- path search means for detecting respective timings of path components included in a reception signal received via a multipath propagation path using pilot symbols of a known phase included in said reception signal; and
  - channel estimation means for estimating channel variation using said pilot symbols.
21. The communication device as claimed in claim 20, wherein said path search means includes:
- a first path search part for detecting respective timings of path components using said pilot symbols; and
  - a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search part and said pilot symbols.
22. The communication device as claimed in claim 20 or 21, wherein said channel estimation means includes:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols included in said reception signal; and
  - a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.
23. The communication device as claimed in claim 22, wherein said channel estimation part includes:
- a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;
  - a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and
  - a channel estimation part for generating an information symbol wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.
24. The communication device as claimed in claim 22, wherein said pilot symbol acquiring part includes:
- a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in said reception signal; and
  - a pilot symbol acquiring step for acquiring a plurality of pilot symbols of a known phase included in said plurality of subcarriers, respectively; and,
- wherein said channel estimation part implements channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.
25. A communication device for implementing path search for detecting respective timings of path components included a signal received via a multipath propagation path, said device comprising:
- a first path search part for detecting respective timings of path components using pilot symbols of a known phase included in said signal received via the multipath propagation path; and
  - a second path search part for detecting respective timings of path components using an information symbols derived from a signal demodulated according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase.
26. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets; and
  - a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.
27. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:
- a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in a common control channel in a multiplexed manner; and

a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

28. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a first pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in packets and in a common control channel in a multiplexed manner;

a second pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in said common control channel; and

a channel estimation part for implementing channel estimation using said acquired pilot symbols.

29. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a pilot symbol acquiring part for acquiring pilot symbols of a known phase included in received packets;

a tentative channel estimation part for implementing tentative channel estimation using said acquired pilot symbols;

a tentative data decision information symbol generating part for compensating for the channel variation in accordance with a result of said tentative channel estimation and generating a tentative data decision information symbols from the compensated information symbols; and

a channel estimation part for generating information symbols wherefrom modulation components are removed using said tentative data decision information symbols and implementing channel estimation using said pilot symbols and information symbols.

30. A communication device for implementing channel estimation for estimating channel variation using pilot symbols, said device comprising:

a subcarrier acquiring part for acquiring a plurality of subcarriers included in received packets;

a pilot symbol acquiring part for acquiring a plurality of pilot symbols of known phases included in said plurality of subcarriers, respectively; and

a channel estimation part for implementing channel estimation for each of said subcarriers using said plurality of pilot symbols.

31. A communication device comprising:

path search means for performing a first path search step in which respective timings of path components are detected using pilot symbols of a known phase included in a reception signal received via a multipath propagation path; and

channel estimation means for performing a first channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation after said first path search step,

wherein said path search means implements a second path search step in which respective timings of path components are detected using information symbols derived from a signal demodulated after said first channel estimation step according to said timings detected in the first path search step and said pilot symbols of a known phase, and

wherein said channel estimation means implements a second channel estimation step in which channel estimation is implemented for estimating channel variation using information symbols derived from a signal demodulated after said first channel estimation step according to said timings detected in the second path search step and said pilot symbols of a known phase, and thereafter, recursively implementing path search and channel estimation by repeating the processes of implementing said second path search step using said information symbols demodulated after said second channel estimation step and pilot symbols and implementing said second channel estimation step using information symbols fed back in accordance with the timing detected in said second path search step and pilot symbols.

32. The communication device as claimed in claim 31, wherein said pilot symbols are included in at least one of packets and a common control channel of said received signal.

33. The communication device as claimed in claim 32, wherein said pilot symbols are multiplexed with at least one of said packets and said common control channel.

34. A communication device comprising path search and channel estimation means for implementing at least one of path search and channel estimation using pilot symbols of a known phase or information symbols included in at least one of packets and a common control channel of a received signal.

35. The communication device as claimed in claim 34, wherein said pilot symbols are included in at least one of packets and a common control channel of said received signal.

36. The communication device as claimed in claim 34 or 35, further comprising feedback means for feeding back said information symbol,

wherein said path search and channel estimation means recursively implements path search and channel estimation by repeating processes of implementing path search using information symbols decoded after channel estimation and pilot symbols and implementing channel estimation using information symbols fed back via said feedback means in accordance with a timing detected in said path search and pilot symbols.

\* \* \* \* \*



(19) **RU** (11) **2 141 168** (13) **C1**  
(51) Int. Cl.<sup>6</sup> **H 04 B 7/02**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

## (12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 97108171/09, 16.05.1997

(24) Effective date for property rights: 16.05.1997

(30) Priority: 17.05.1996 GB 9610428.6  
17.05.1996 GB 9610357.7

(45) Date of publication: 10.11.1999

(98) Mail address:  
129010, Moskva, B. Spasskaja, 25, str.3,  
Sojuzpatent, Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:  
Motorola Limited (GB)

(72) Inventor: Nikolas Linnett (GB)

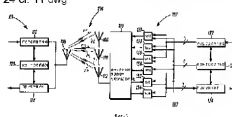
(73) Proprietor:  
Motorola Limited (GB)

## (54) DEVICE AND METHOD FOR WEIGHTING SIGNALS IN RADIO TRANSMISSION PATH

### (57) Abstract

FIELD: radio engineering, communication equipment. SUBSTANCE: receiving device receives reference signal which is transmitted through at least one antenna of transmitting device antenna array, calculates weight which is related to at least one antenna and transmits weight information to transmitting device. Said transmitting device corrects weight, which is related to said at least one antenna, according to weight information which is

received from receiving device. EFFECT: increased precision of established weights. 24 cl. 11 dwg.



RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1



(19) **RU** (11) **2 141 168** (13) **C1**  
(51) МПК<sup>6</sup> **H 04 B 7/02**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

(21), (22) Заявка: 97108171/09, 16.05.1997

(24) Дата начала действия патента: 16.05.1997

(30) Приоритет: 17.05.1996 GB 9610428.6  
17.05.1996 GB 9610357.7

(45) Дата публикации: 10.11.1999

(56) Ссылки: US 5412414 A, 02.05.94. US 3717814  
A, 20.03.73. US 5294934 A, 16.05.94. SU  
634217, A 25.11.78

(98) Адрес для переписки:  
129010, Москва, Б. Спасская, 25, стр.3,  
Союзпатент, Емельянову Е.И.

(71) Заявитель:

Моторола Лимитед (GB)

(72) Изобретатель: Николас Уиннетт (GB)

(73) Патентообладатель:

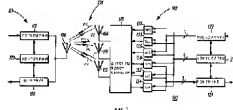
Моторола Лимитед (GB)

(54) **УСТРОЙСТВО И СПОСОБ ДЛЯ ВЗВЕШИВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ТРАКТЕ РАДИОПЕРЕДАЧИ  
(ВАРИАНТЫ)**

(57) Резюме:

Приемное средство связи принимает опорный сигнал, передаваемый через по меньшей мере одну из антенн антенной решетки передающего средства связи. Приемное средство связи определяет весовой коэффициент, связанный по меньшей мере с одной из антенн, и передает весовую информацию на передающее средство связи. Передающее средство связи корректирует весовой коэффициент, связанный с упомянутой по меньшей мере одной из антенн в соответствии с весовой информацией,

принятой от приемного средства связи. Технический результат заключается в повышении точности установок весовых коэффициентов. 3 с. и 21 з.п. ф-лы, 11 ил.



RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1



(19) **RU** (11) **2 141 168** (13) **C1**  
(51) Int. Cl.<sup>6</sup> **H 04 B 7/02**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

## (12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 97108171/09, 16.05.1997

(24) Effective date for property rights: 16.05.1997

(30) Priority: 17.05.1996 GB 9610428.6  
17.05.1996 GB 9610357.7

(45) Date of publication: 10.11.1999

(98) Mail address:  
129010, Moskva, B. Spasskaja, 25, str.3,  
Sojuzpatent, Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:  
Motorola Limited (GB)

(72) Inventor: Nikolas Linnett (GB)

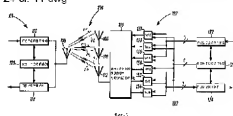
(73) Proprietor:  
Motorola Limited (GB)

## (54) DEVICE AND METHOD FOR WEIGHTING SIGNALS IN RADIO TRANSMISSION PATH

### (57) Abstract

FIELD: radio engineering, communication equipment. SUBSTANCE: receiving device receives reference signal which is transmitted through at least one antenna of transmitting device antenna array, calculates weight which is related to at least one antenna and transmits weight information to transmitting device. Said transmitting device corrects weight, which is related to said at least one antenna, according to weight information which is

received from receiving device. EFFECT: increased precision of established weights. 24 cl., 11 dwg.



RU 2 141 168 C1

RU 2 141 168 C1



Изобретение относится к антенным решеткам.

Антенные решетки содержат несколько антенн для передачи радиочастотных сигналов по беспроводным линиям связи. Эксплуатационные характеристики антенных решеток выше эксплуатационных характеристик одной антенны, так как они обобщают лучшую диаграмму направленности для зоны обслуживания.

Но даже при использовании диаграммы направленности за счет использования антенной решетки сигналы, передаваемые между средствами радиосвязи, подвержены воздействию помех. Строения, возвышенности и другие объекты вызывают многолучевое распространение волн, а средства связи и источники энергии порождают шум, что приводит к ослепкам в сигналах, передаваемых между средствами связи.

Для уменьшения таких ошибок были разработаны технологии, направленные на оптимизацию тракта радиоприема в средстве связи, использующем антенную решетку. Путем изменения весового коэффициента сигналов, принятых каждой отдельной антенной решеткой, можно изменять диаграмму направленности антенны для улучшения радиоприема сигналов с определенного направления или обеспечения комбинации многолучевых сигналов не вызывающей их ослабления. В этих технологиях весовые коэффициенты сигналов антенной решетки корректируются с целью получения максимального коэффициента усиления на тракте радиоприема, для чего используется измерение сигнала на выходе радиоприемника. Но весовые коэффициенты, полученные для тракта радиоприема, не обеспечивают оптимальные весовые коэффициенты для тракта радиопередачи.

Следовательно, существует потребность в получении улучшенных весовых коэффициентов антенной решетки для радиопередатчика.

Средство связи включает схемы весовой обработки сигналов, включенные между антеннами антенной решетки и радиопередатчиком. К схемам весовой обработки сигналов подключен контроллер, который дает команду передатчику передавать опорный сигнал через по меньшей мере одну из антенн и корректирует весовой коэффициент, связанный с указанной по меньшей мере одной из антенн на основании весовой информации, принятой от другого средства связи, за счет чего тракт радиопередатчика можно изменять в соответствии с опорным сигналом переданным через указанную по меньшей мере одну антенну.

Другой вариант осуществления изобретения включает в себя приемное средство связи, принимающее сигнал, передаваемый через каждую из нескольких антенн в передающем средстве связи. Схемы вычисляют по меньшей мере один весовой коэффициент для тракта радиопередатчика другого средства связи из опорного сигнала, принятого каждой антенной. Указанный по меньшей мере один весовой коэффициент передается на другое средство связи.

Предложены также способ функционирования передающего средства

связи и способ функционирования приемного средства связи.

В дальнейшем изобретение поясняется описанием примеров его воплощения со ссылками на прилагаемые чертежи, в числе которых

фиг. 1 изображает структурную схему системы радиосвязи, включающую средство радиосвязи с антенной решеткой,

фиг. 2 - структурную схему, аналогичную схеме на фиг. 1, но с более детальной иллюстрацией схем весовой обработки сигналов для тракта радиопередатчи-

ка, изображенного на фиг. 1, фиг. 3 - алгоритм выполнения способа регулирования усиления на тракте радиопередатчи-

ка в средстве радиосвязи, имеющем антенную решетку, фиг. 4 - алгоритм выполнения способа регулирования усиления на тракте радиопередатчи-

ка в средстве радиосвязи, имеющем антенную решетку, фиг. 5 - алгоритм, иллюстрирующий способ работы средства радиосвязи, находящегося на связи со средством радиосвязи, которое работает в соответствии с фиг. 4,

фиг. 6 - диаграмму потока сигналов, передаваемых между средствами радиосвязи,

фиг. 7 - структурную схему, иллюстриющую систему связи, включающую два средства радиосвязи с антенными решетками,

фиг. 8 - структурную схему контроллера, предназначенного для использования в средстве радиосвязи, имеющем корректор на тракте радиоприема,

фиг. 9 - структурную схему, иллюстриющую альтернативный контроллер, предназначенный для использования в средстве радиосвязи, имеющем корректор на тракте радиоприема,

фиг. 10 иллюстрирует работу системы, изображенной на фиг. 8, с четырьмя передающими антеннами по сравнению с системой стандарта GSM, не содержащей антенной решетки,

фиг. 11 иллюстрирует способ работы контроллера, изображенного на фиг. 9, по сравнению с контроллером, изображенным на фиг. 8,

фиг. 12 - диаграмму потока сигналов, иллюстриющую опорный сигнал при использовании корректора на тракте радиоприема.

Система радиосвязи 100 (фиг. 1) включает в себя средство радиосвязи 101 и средство радиосвязи 102, которые осуществляют связь по каналу связи 104. Средством радиосвязи 101 может служить радиомодем (модулятор/демодулятор), сотовый

радиотелефон, беспроводный радиотелефон, средство двусторонней радиосвязи пейджер, базовая радиостанция или любое иное средство радиосвязи. Средством радиосвязи 102 является средство связи, дополнительное к средству связи 101, такое как радиомодем (модулятор/демодулятор), сотовый

радиотелефон, беспроводный радиотелефон, средство двусторонней радиосвязи пейджер, базовая радиостанция или любое иное средство радиосвязи. В контексте данной заявки понятие "средство радиосвязи" относится к любому из перечисленных

устройств и их эквивалентам

Каналом связи 104 является беспроводная линия радиосвязи, которая может подвергаться многолучевому распространению. Следовательно каналы P1 и P2 представляют два тракта сигналов между первой антенной 106 средства связи 102 и антенной 108 средства связи 101. Каналы связи P3 и P4 проходят между антенной 110 и антенной 108. Каналы связи P5 и P6 проходят между антенной 112 и антенной 108. При этом подразумевается, что реальное число каналов связи между любой из антенн 106, 110 и 112 и антенной 108 может быть больше или меньше двух.

Средство связи 101 включает радиопередатчик 116 и радиоприемник 118, подключенные к антенне 108. Радиопередатчик 116 и радиоприемник 118 управляются контроллером 120. Радиопередатчик 116 реализован с использованием любого серийного выпускаемого радиопередатчика, пригодного для осуществления беспроводной связи. Радиоприемник 118 реализован с использованием любого серийного выпускаемого радиоприемника, пригодного для осуществления беспроводной связи. Контроллер 120 реализован с использованием микропроцессора, цифрового процессора сигнала (ЦПС), программируемого логического устройства (ПЛУ) или т.п. Радиопередатчик 116 и радиоприемник 118 подключены к антенне 108 для радиопередачи и радиоприема сигналов через антенну.

Средство радиосвязи 102 включает в себя радиопередатчик 122, радиоприемник 124 и контроллер 126. Контроллер 126 может быть реализован с использованием микропроцессора, цифрового процессора сигнала, программируемого логического устройства, вычислительной машины или т.п. Контроллер 126 управляет работой радиопередатчика 122 и радиоприемника 124. Радиопередатчик 122 реализован с использованием любого серийного выпускаемого радиопередатчика, пригодного для осуществления беспроводной связи. Радиоприемник 124 реализован с использованием любого серийного выпускаемого радиоприемника, пригодного для осуществления беспроводной связи.

Выход радиопередатчика 122 подключен к схемам 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи. Каждая схема весовой обработки сигнала на тракте радиопередачи в свою очередь подключена к соответствующей антенне 106, 110 и 112 через схему 113 антенного переключателя. Схемы весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи взвешивают сигналы на выходе передатчика в соответствии с управляющим сигналом, принятым от контроллера 126. Выходной сигнал передатчика может подаваться на схемы 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема через соответствующие проводники, так что каждая упомянутая схема принимает соответствующий сигнал или через общий проводник, так что все схемы весовой обработки сигналов на тракте радиоприема принимают один и тот же сигнал.

Вход радиоприемника 124 подключен к

выходу схем 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема. Каждая из схем весовой обработки на тракте радиоприема принимает соответствующий сигнал от соответствующей антенны 106, 110 и 112, введенный через схему 113 антенного переключателя.

Схема 113 антенного переключателя может быть реализована с использованием любого подходящего дуплексного устройства, переключающей схемы, фильтра или т.п. Схема 113 антенного переключателя соединяет антенны с трактом радиопередачи или радиоприема для обеспечения дуплексного или полудуплексного режима работы.

Схемы 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи. После доставки изображений на фиг. 2. Схема 131 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи включает в себя схему 230 фазового сдвига и усилитель 238 с регулируемым усилением. Схема 133 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи включает в себя схему 232 фазового сдвига и усилитель 238 с регулируемым усилением. Схема 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи включает в себя схему 234 фазового сдвига и усилитель 240 с регулируемым усилением. Усилитель с регулируемым усилением можно заменить на усилитель с постоянным усилением, если при взвешивании требуется изменять только фазу сигнала. Каждая из схем 230, 232 и 234 фазового сдвига управляется независимо, так что антенны имеют на входе независимые фазовые сигналы. Каждый усилитель управляет независимо контроллером 126. Следовательно, известными и другие способы регулировки усиления и фазы сигнала. Например, можно регулировать уровень сигнала в цифровом процессоре сигнала под управлением программных средств и выводить сигнал через усилитель с постоянным усилением.

Каждый усилитель 236, 238 и 240 с регулируемым усилением избирательно подключен через соответствующий переключатель 250, 252 и 254 к соответствующей антенне 106, 110 и 112. Переключатели подключены к контроллеру 126 для радиоприема от него сигнала индикации передачи/приема. В режиме радиопередачи переключатели включены, как показано на фиг. 2. В режиме радиоприема антенны 106, 110 и 112 подключены к схемам 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов.

Каждая схема 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов на тракте радиоприема принимает управляющий сигнал от контроллера 126 и каждая управляет им отдельно. Сигналы с выхода схем 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов подаются на вход приемника 124. Контроллер 126 корректирует весовые коэффициенты W4, W5 и W6 в соответствии с известными алгоритмами. В общем, контроллер 126 корректирует каждый из коэффициентов W4, W5 и W6 на основании выходного сигнала 124, чтобы оптимизировать качество сигнала радиоприема. Тракт радиоприема сигнала обычно оптимизируется путем обеспечения максимальной принятой величины или мощности, или путем обеспечения максимальной оценки отношения полезного

сигнала к шуму плюс помехам.

Контроллер 126 выбирает фазовые сигналы для схем 230, 232 и 234 фазового сдвига и задает коэффициент усиления усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением в соответствии с заранее определенными значениями, хранящимися в памяти 160. Приведенные таблицы 1 и 2 или "словарь" содержат весовые коэффициенты для трактов радиопередачи, включающих три антенны 106, 110 и 112. В них приведены коэффициент усиления и фаза вместе с эквивалентным комплексным представлением. В этих примерах

$$a=1/\sqrt{2}, \quad a=y=1/\sqrt{2}.$$

При 16 векторах память 160 хранит соответствующие значения для трех антенн, при этом индекс или номер вектора находится в левом столбце, а весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для трех схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов - в других столбцах.

В таблице 1 представлены только фазовые сдвиги. Это значит, что фаза передаваемого сигнала будет корректироваться, а коэффициент усиления усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением не будет. Для реализации цифровой коррекции фазы комплексный цифровой групповой сигнал умножается на приведенные выше комплексные числа. Поскольку количество имеющихся векторов равно  $2^4$ , требуется четыре разряда, чтобы присвоить вектору индекс. Можно использовать таблицы значений, имеющие больший объем. В приведенной таблице 2 содержится 31 весовая комбинация.

В этой таблице  $\beta = 1/\sqrt{2}$  и корректируются как коэффициент усиления, так и фаза. Причем тракт радиопередачи на каждой антенне иногда полностью блокируется, если значения коэффициента усиления равны 0. Для обозначения индекса вектора требуется 5 разрядов (2<sup>5</sup> разных векторов). Таблица представлена исключительно для примера и не может использоваться в ограничительном смысле. Можно предусмотреть таблицы другого объема или другие таблицы с таким же количеством элементов.

Каждое значение коэффициента усиления и фазы обеспечивает разную диаграмму направленности антенны. Изменяя коэффициенты усиления усилителя с регулируемым усилением и фазы, можно изменять диаграмму направленности антенны. За счет изменения диаграммы направленности антенны антенная решетка сможет улучшить рабочие характеристики удаленных средств связи, территориально разнесенных по зоне обслуживания базовой станции или улучшить расположение удаленного средства связи для осуществления связи с базовой станцией.

Для лучшего понимания принципа изобретения поясним суть работы, которая заключается в следующем.

Контроллер 126 задает весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для тракта радиопередачи на основании заранее установленных значений после первоначального установления связи со средством связи 101, как показано в блоке 300 (фиг. 3). Первоначальными весовыми

коэффициентами могут быть, например, последние весовые коэффициенты W1, W2 и W3 из предыдущей связи, или также могут быть весовые коэффициенты, соответствующие диаграмме направленности с самой широкой зоной обслуживания, или же в качестве исходных весовых коэффициентов W1, W2 и W3 для тракта радиопередачи могут быть использованы весовые коэффициенты W4, W5 и W6, вычисленные для тракта радиоприема. Весовые коэффициенты антенны могут задавать коэффициенты усиления для усилителей 236, 238 и 240 с регулируемым усилением и фазы для схем 230, 232 и 234 фазового сдвига, или только фазы для схем фазового сдвига.

Во время связи передатчик 122 передает информационные пакеты на средство связи 101, как показано в блоке 302. Другое средство связи 101 принимает сигналы, передаваемые с передатчика 122, и передает в обратном направлении сигнал подтверждения приема (ACK) или сигнал не подтверждения приема (NACK) в зависимости от того, был ли точно принят сигнал, как это известно в данной области. Как правило, с каждым информационным пакетом передается контрольная сумма или данные контроля циклическим избыточным кодом (CRC). Если из реально принятого информационного пакета не получаются данные CRC или контрольная сумма, на приемник 124 передается сигнал NACK.

Если контроллер 126 принимает сигнал подтверждения приема, как показано в блоке 304, передается следующий информационный пакет. В случае приема от средства связи 101 сигнала ошибки, такого как NACK, как показано в блоке 308, контроллер 126 выбирает новые весовые коэффициенты W1, W2 и W3 для антенн в блоке 308. При этом весовые коэффициенты W1, W2 и W3 изменяются настолько, что изменяется диаграмма направленности антенны. Новые весовые коэффициенты могут быть коэффициентами, связанными со следующим номером вектора в словаре хранения в памяти 160, например, представленном таблицами 1 или 2.

В блоке принятия решения 310 контроллер 126 определяет, не был ли в последнее время принят от другого средства связи 101 сигнал ошибки в ответ на следующую диаграмму направленности антенны (например, если при последнем использовании этих новых весовых коэффициентов с другого средства связи был принят NACK). В другом варианте 126 может быть задан некоторый период времени, и контроллер 126 не позволит выбирать весовые коэффициенты, если в течение этого заданного периода времени на них был принят сигнал ошибки. Таким образом исключается быстрый циклический перебор диаграмм направленности контроллером 126, если ни один из весовых коэффициентов не обеспечивает связь без ошибок.

Если принято сообщение об ошибке, контроллер 126 в блоке 312 дает команду передатчику 122 повторить передачу информации. Затем контроллер 126 возвращается к блоку 304 для ожидания сигнала подтверждения приема или сигнала ошибки от другого средства связи.

При этом следует понимать, что блоки принятия решения 304 и 306 могут быть реализованы посредством прерывания в ответ на сигнал ошибки, как это имеет место в обычных технологических радиопередачах. Таким образом, средство связи 102 может выполнять постоянный процесс буферизации пакетов с кодированием и перемежением между ними, а также модуляцию и передачу. Приняв сигнал ошибки, такой как NACK, контроллер 126 быстро прерывает передачу для изменения весовых коэффициентов W1, W2 и W3, после чего процесс передачи возобновляется.

Следует также понимать, что весовые коэффициенты W4, W5 и W6 будут корректироваться контроллером 125 на основании сигналов на выходе приемника 124 в соответствии с известными способами взвешивания.

Настоящее изобретение обеспечивает особые преимущества для тех систем радиосвязи, в которых тракты радиопередачи и радиоприема имеют разные частоты, в частности, для системы связи стандарта GSM. При таких условиях взвешивание на тракте радиоприема в схемах 150, 152 и 154 весовой обработки сигналов обязательно обеспечивает оптимальные весовые коэффициенты для взвешивания в схемах 131, 133 и 135 весовой обработки сигнала на тракте радиопередачи. Это объясняется задержками распространения сигналами или другими явлениями, чувствительными к частоте.

Другим важным аспектом является скорость, с которой средства связи 101 и 102 перемещаются относительно друг друга. Если средство связи 101 перемещается быстро, а средство связи 102 неподвижно, тракты P1-P6 распространяемого сигналами будут быстро изменяться. В некоторые периоды взаимное перемещение между средствами связи 101 и 102 может отсутствовать. Это характерно при осуществлении связи с пешеходом, при которой абонент сотового телефона может стоять или идти во время телефонного разговора. В таких ситуациях тракты P1-P6 будут изменяться с малой скоростью или не изменяться вообще.

Целесообразно, чтобы одно или оба средства связи 101 и 102 определяли скорость, с которой они перемещаются относительно друг друга. Например, можно использовать дополнительные измерения для определения скорости изменения. Контроллер 126 использует информацию о скорости изменения для определения, изменились ли установки фазы и амплитуды. В частности, изобретение обеспечивает особые преимущества, когда средства связи 101 и 102 медленно перемещаются или совсем не перемещаются относительно друг друга, так как в этих ситуациях задержка приема NACK оказывает минимальное воздействие на работу. В таких ситуациях выбор диаграммы направленности антенны может существенно влиять на работу телефона во время разговора. Это объясняется тем фактом, что диаграмма направленности антенны, обеспечивающая оптимальные условия для данного абонента, не изменяется. Кроме того, плоская диаграмма направленности вероятно будет оставаться некачественной в течение всего разговора.

В ситуации, когда средство связи 101 является транспортным средством, движущимся с большой скоростью, весовые коэффициенты, обеспечивающие оптимальную диаграмму направленности для средства связи 101, могут быстро изменяться. Поэтому изменение диаграммы направленности антенны каждый раз, когда принят ошибочный сигнал может не приводить к существенному улучшению работы системы связи 100. Кроме того, весовые коэффициенты, которые не являются эффективными в один момент времени, могут стать оптимальными через несколько секунд, что приводит к быстрому переключению весовых коэффициентов W1 W2 и W3. Естественно, что влияние скорости зависит от конструктивных особенностей системы, в частности, от задержки между передачей пакета и приемом NACK.

Запоминающее устройство 160, в котором хранятся значения коэффициентов усиления и фаз, может сохранять таблицу диаграмм направленности антенны, использованных в самое последнее время. При этом предпочтительно не использовать в течение заданного интервала времени те диаграммы направленности, которые дали ошибочную индикацию. Заданный интервал времени предпочтительно корректируется в зависимости от скорости перемещения средств связи 101 и 102 относительно друг друга. Следовательно, если средства связи 101 и 102 не перемещаются относительно друг друга, упомянутый выше интервал времени может быть равен всему времени срабатывания средств связи 101 и 102 и наоборот, если средства связи 101 и 102 быстро перемещаются относительно друг друга, этот период времени может быть очень коротким или равен нулю. В любом случае заданный интервал времени должен быть больше, чем время корреляции канала, чтобы предотвратить повторный выбор весового коэффициента, который ранее привел к ошибке и который может вновь ухудшить работу, если канал не претерпел значительных изменений.

Преимущество описанного выше варианта состоит в том, что средство связи 101 изменяет весовые коэффициенты без помощи других средств связи. Следовательно, можно реализовать схему корректировки весовых коэффициентов в существующих системах без необходимости модернизации существующих аппаратурных средств.

Согласно другому варианту осуществления изобретения средство связи 102 передает сигнал для определения весовых коэффициентов для схем 131 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи, при этом данное определение производится на средстве связи 101. В дальнейшем этот вариант будет описан со ссылками на фиг 4 и 5. Контроллер 126 дает команду передатчику 122 генерировать опорный сигнал подаваемый на антенну 106, как показано в блоке 400. Этот опорный сигнал может быть тональным или другим пригодным сигналом.

Опорный сигнал поступает на антенну 106 за счет установки на ноль коэффициента усиления усилителей 238 и 240 с регулируемым усилением и установки коэффициента усиления усилителя 236 с

регулируемым усилением на ненулевой коэффициент. Контроллер 126 дает команду передатчику 122 подать тональный сигнал на антенну 110, как показано в блоке 402. Чтобы тональный сигнал поступил только на антенну 110 ненулевой коэффициент усиления должен быть только на усилителе 238 с регулируемым усилением. Контроллер 126 дает команду передатчику 122 подать тональный сигнал на антенну 112, как показано в блоке 404. Чтобы тональный сигнал поступил только на антенну 112, ненулевой коэффициент усиления должен быть только на усилителе 240 с регулируемым усилением.

Таким образом, заданный тональный сигнал поступает на вход каждой антенны в разное время. Альтернативно, можно одновременно подавать на вход каждой антенны 108, 110 и 112 сигналы разной частоты или сигналы, имеющие разные коды. Но в любом из указанных трех случаев сигнал подаваемый на каждую антенну, должен быть различным для средства связи 101.

При этом подразумевается что передатчик 122 можно подстроить к схемам 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов в тракте передачи через соответствующие проводники шины, проходящей от передатчика 122 к указанным схемам. Это позволяет отдельно подавать разные сигналы, выработанные передатчиком 122 для каждой антенны, на схемы весовой обработки сигналов в тракте радиопередачи.

Контроллер 126 ожидает приема весовых сигналов на приемнике 124, как показано в блоке принятая решая 408. Альтернативно, контроллер 126 может презвовать стандартную операцию передачи при поступлении весовых сигналов. В любом случае, когда новые весовые коэффициенты поступают от средства связи 101, контроллер 126 изменяет весовые коэффициенты схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на значения принятые от средства связи 101, как показано в блоке 410. Если от средства связи 101 принят индекс, контроллер 126 выбирает весовые коэффициенты, связанные с этим индексом, из кодового словаря в памяти 180 и соответственно регулирует схемы 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов.

В дальнейшем будет описана работа средства связи 101 со ссылкой на фиг. 5. Контроллер 120 принимает опорные сигналы, переданные через каждую антенну 108, 110 и 112, как показано в блоках 500, 502 и 504. Хотя сигналы, связанные с соответствующими антеннами 108, 110 и 112, разделены во времени, как было описано выше со ссылкой на фиг. 4, они могут альтернативно идентифицироваться своей частотой, если имеют разную частоту или всеми кодами если имеют разные коды. Следовательно, контроллер 120 идентифицирует опорный сигнал, переданный каждой антенной.

Контроллер 120 вычисляет оптимальные весовые коэффициенты для схем 131, 133 и 135 весовой обработки сигналов на тракте радиопередачи, исходя из уровней принятых сигналов для каждой антенны 108, 110 и 112, как показано в блоке 506. Вектор оптимального весового коэффициента можно вычислить из усиления и фазы принятого

сигнала. В качестве весового коэффициента для каждой антенны можно использовать сопряженное комплексное число комплексного представления оценочного усиления и фазы для каждой антенны. Контроллер 120 получает оценочные усиление и фазу для каждой антенны путем корреляции принятого опорного сигнала с локальной копией заданного опорного сигнала хранящейся в контроллере 120. Результат корреляции между этими сигналами показывает оценочное усиление и фазу для тракта радиопередачи от каждой антенны 108, 110 и 112.

Альтернативно, можно использовать кодовый словарь для выбора вектора предпочтительного весового коэффициента из списка кандидатов. Это можно сделать посредством выбора из кодового словаря вектора ближайшего к оптимальному весовому коэффициенту, вычисленному из сопряженного комплексного числа оценочных усиления и фазы. Альтернативно, вектор предпочтительного весового коэффициента выбирается с целью получения максимальной мощности сигнала приема на приемном средстве связи.

Можно вычислять из кодового словаря весовые коэффициенты, дающие максимальную мощность. Как уже отмечалось выше усиление и фаза опорного сигнала, посланного с каждой антенны, оценивается в приемнике посредством корреляции с известной локальной копией первоначально переданного опорного сигнала. При этом вектор весового коэффициента выбирается следующим образом

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_K \end{bmatrix}$$

индекс  $k = 0$   
сделать  $k = 1$  при  $K-1$   
если  $\left| \begin{bmatrix} \mathbf{c}_k^T \mathbf{c}_k \end{bmatrix} \right| > \epsilon$ , тогда  
индекс  $k = K$

40 закончить операцию "если"  
закончить вычисление,  
где оценочные усиление и фаза сигнала,

45 принятого с  $i$ -й антенны (антенна 1, антенна 2 и антенна 3) представлены в комплексном представлении как  $\mathbf{c}_i$ , а набор для всех антенн вектором  $\mathbf{c}$ ; и  $k$ -й вектор весового

коэффициента в заданном перечне  
60 разон  $\mathbf{c}_k$ , при условии, что в перечне, хранящемся в памяти 120 средства связи 101, и в контроллере 120 средства связи 101 имеется  $K$  векторов.  $|\mathbf{c}_k|$  представляет величину комплексного числа  $\mathbf{c}_k$  а  $\mathbf{c}_k^T$  - транспонирован вектора или матрицы в случае перестановки строк и столбцов.

65 Согласно этой методике переименовуются весовые коэффициенты  $\mathbf{c}_k$  каждого вектора

60 в кодовом словаре индексов с оценкой весового коэффициента и усиления для каждой антенны  $q$  и произведение складывается для получения временного измерения  $l$  амплитуды для конкретных весовых коэффициентов. Это является оценкой амплитуды сигнала, который был бы принят, если бы на передатчике были

применены данные весовые коэффициенты Индекса, связанных с наибольшим  $I$  (максимальной оценочной амплитудой на приемнике) выбирается как оптимальный весовой коэффициент для тракта радиопередачи средства связи 102. Затем индексы, связанные с оптимальными весовыми коэффициентами, посылаются в обратном направлении на средство связи 102, как показано в блоке 508.

С помощью моделирования было установлено, что решение с использованием кодового словаря требует меньших непроизводительных затрат пропускной способности на исходящей линии связи чем квантование сопряженных комплексных принятых усиления и фазы, если используются соответствующие нормирования и распределение возможных векторов. Кроме того, элементы кодового словаря можно выбирать с учетом обеспечения следующих преимуществ. При выборе весовых коэффициентов таким образом, чтобы сигналы излучались более, чем с одной антенны, тракт радиопередачи одной антенны не должен пропускать всю мощность. За счет этого ограничиваются требования к пиковой мощности отдельных усилителей передающих схем на каждом тракте, обеспечивая выигрыш в стоимости и габаритах по сравнению с системой, выполняющей с возможностью пропускать всю мощность через один из трактов радиопередачи.

Кроме того, таблица преобразования или кодовый словарь может использоваться для облегчения кодирования с защитой от ошибок, в частности, контрольных сумм или данных контроля циклическими избыточными кодами. Кодирование с защитой от ошибок может сохраняться с индикаторной информацией и передаваться не требуя вычисления кодирования с защитой от ошибок. Это упрощает кодирование с защитой от ошибок в передатчике.

Другое преимущество использования таблицы преобразования заключается в том, что возможные векторы весовых коэффициентов, оцененные во время каждого кадра, могут быть ближайшими к вектору весового коэффициента для самого последнего кадра. Это упрощает поиск в рабочей среде переходов, в которой небольшая скорость движения обуславливает медленные изменения вектора оптимального весового коэффициента и поэтому предыдущие весовые коэффициенты могут оставаться вполне приемлемыми. Но контроллер может также анализировать все весовые коэффициенты в кодовом словаре в том случае если выбраны коэффициенты. Ближайшие к ранее выбранному весовым коэффициентам неудовлетворительны.

При использовании кодового словаря средства связи 101 и 102 должны иметь одинаковые значения. Этого можно достичь за счет выгрузки кодового словаря из одного средства связи в другое. Альтернативно, можно предусмотреть другой способ, чтобы проверить, что значения номеров векторов одинаковы в обоих средствах связи.

Из фиг. 6 видно, что средство связи 102 передает на средство связи 101 информационный пакет и опорные сигналы. Опорные сигналы посылаются отдельно один

за другим с каждой антенны. Между временем, когда информация обрабатывается в средстве связи 101 для вычисления коэффициентов, и временем, когда определенный в средстве связи 101 вектор весового коэффициента используется в средстве связи 102, существует задержка. Затем средство связи 102 передает информационный пакет, используя весовые коэффициенты, принятые от средства связи 101.

Каждый раз при передаче информационного пакета с антенн 106, 110 и 112 передаются опорные сигналы и в средстве связи 101 вычисляются новые весовые коэффициенты для следующего пакета. Чтобы минимизировать эффекты задержки в системе обратной связи, опорные сигналы можно передавать не сопрягающимися с информационными пакетами, чтобы они были ближе к информационному пакету, посланному средством связи 102 с использованием коэффициентов. Альтернативно, опорные сигналы можно поместить в информационном пакете. Применение любой из методов минимизации или исключения задержки помогает избежать проблем со связью вызванных изменениями в канале, имевшими место после передачи опорных сигналов.

При этом также подразумевается, что контроллер 120 может интерполировать весовые коэффициенты из весовых коэффициентов, сформированных из опорных сигналов, переданных с двумя пакетами информации. За счет формирования коэффициентов из двух последовательных, удаленных друг от друга опорных сигналов можно учесть изменения характеристик трактов радиопередачи при определении оптимальной диаграммы направленности для сигнала.

В режиме передачи в цифровой сотовой системе телефонной связи 700 (фиг. 7) задействованы первое средство связи 702 и второе средство связи 704. Средство связи 702 содержит антенную решетку 706, а средство связи 704 содержит антенную решетку 708. Антенные решетки взаимосвязаны несколькими трактами сигналов, обозначенными буквой P. Средства связи 702 и 704 могут быть реализованы в виде радиостанций двусторонней связи, радиотелефона и базовой станции или т.п.

Средство связи 702 включает в себя контроллер 714, который выдает речевые сигналы и информационные сигналы, а также сигналы управления для выбора весовых коэффициентов  $W_1$ ,  $W_2$  и  $W_3$  на тракте радиопередачи. Речевые и информационные сигналы поступают на вход схемы 716 кодирования и модуляции. Сигналы управления весовыми коэффициентами поступают на вход схемы 718 усиления и фазового сдвига, которая передает сигналы управления амплитудой и фазой от контроллера 714 на усилители 720-722 с регулируемым усилением и схемы 724-726 фазового сдвига. Сигналы радиопередачи поступают на вход схем 724-726 фазового сдвига через схему 723 кодирования и формирования опорных сигналов.

Схема 723 кодирования и формирования опорных сигналов кодирует данные и речу для передачи и подает опорные сигналы на

схемы 724-726 фазового сдвига, по одному для каждой антенны 728-730. При этом схема 723 кодирования и формирования опорных сигналов формирует соответствующие групповые сигналы, по одному для каждой антенны и соответствующий фазовый сдвиг выполняется на каждой из схем 724-726 фазового сдвига.

Схемы 724-726 фазового сдвига снабжены цифровым умножителем, так что комплексные значения из кодового словаря могут умножаться на выходе схемы кодирования и формирования опорных сигналов, чтобы обеспечить фазовый сдвиг. Сигналы со сдвигом по фазе преобразуются в аналоговые сигналы в схеме 732 цифроаналогового преобразователя. Частоту аналоговых сигналов повышают в повышающем преобразователе 734-736, и сигналы с повышенной частотой усиливаются в усилителях 720-722 с регулируемым усилением. Коэффициент усиления усилителей 720-722 с регулируемым усилением выбирается в соответствии с весовыми коэффициентами для каждой антенны. Таким образом, схема весовой обработки сигналов на тракте радиосвязи содержит схемы 724-726 фазового сдвига и усилители 720-722 с регулируемым усилением. Несмотря на то, что в данном примере показано три схемы фазового сдвига, на практике необходимо реализовать только две схемы, так как абсолютная фаза не имеет значения, а требуются только относительные фазы трех схем весовой обработки сигналов на тракте радиосвязи.

Тракт радиоприема в средстве связи 702 включает в себя понижающие преобразователи 740-742 для понижения частоты сигналов принятых соответственно с антенн 728-730. Сигналы с пониженной частотой поступают на вход схемы 744 аналогово-цифрового преобразователя 744, которая выдает на выходе соответствующие цифровые сигналы каждой из выходных сигналов понижающих преобразователей. В процессоре 750 приемника эти цифровые сигналы демодулируются.

Средство связи 704 включает контроллер 752, который выдает речевые и информационные сигналы, а также сигналы управления для выбора коэффициентов  $W_1$ ,  $W_2$  и  $W_3$  на тракте радиосвязи. Речевые и информационные сигналы поступают на вход схемы 754 кодирования и модуляции. Сигналы управления весовыми коэффициентами поступают на вход схемы 756 усиления и фазового сдвига, которая подает сигналы управления амплитудой и фазой от контроллера 752 на усилители 758-760 с регулируемым усилением и схемы 762-764 фазового сдвига. Сигналы радиосвязи поступают на вход схем 762-764 фазового сдвига через схему 766 кодирования и формирования опорных сигналов. Схема 766 кодирования и формирования опорных сигналов кодирует данные и речевые для радиосвязи и подает опорные сигналы на схемы 762-764 фазового сдвига, по одному для каждой антенны 788-770. Формируются соответствующие групповые сигналы по одному для каждой антенны, и соответствующий фазовый сдвиг применяется на каждой из схем 762-764 фазового сдвига. Сигналы со сдвигом по фазе

преобразуются в аналоговые сигналы в схеме 772 цифроаналогового преобразователя. Частоту аналоговых сигналов повышают в повышающих преобразователях 774-776, и сигналы с повышенной частотой усиливаются в усилителях 758-760 с регулируемым усилением. Коэффициент усиления усилителей с регулируемым усилением выбирается в соответствии с весовыми коэффициентами для каждой антенны.

Тракт радиоприема средства связи 704 включает понижающие преобразователи 780-782 для понижения частоты сигналов, принятых соответственно с антенн 788-770. Сигналы с пониженной частотой поступают на вход схемы 784 аналогово-цифрового преобразователя, которая выдает на выходе соответствующие цифровые сигналы для каждого из выходных сигналов понижающих преобразователей. В процессоре 790 приемника эти цифровые сигналы демодулируются.

Как показано на чертежах, средства связи 702 и 704 идентичны, в том, что тракт радиосвязи может быть реализован от средства связи 702 к средству связи 704 или наоборот. Но средства связи 702 и 704 могут быть выполнены разными, например, средство связи 702 может быть базовой станцией, а средство связи 704 - радиотелефоном. При этом следует понимать, что на базовой станции тракт радиосвязи будет также включать в себя мультиплексор для объединения сигналов для множества одновременных абонентов. Тракт радиоприема базовой станции будет также включать в себя демультиплексор для разделения сигналов от разных одновременных абонентов.

В дальнейшем будет описано вычисление оптимальных весовых коэффициентов для тракта радиосвязи при передаче от средства связи 702 на средство связи 704, хотя это описание в равной степени применимо для передачи от средства связи 704 на средство связи 702. Несмотря на то, что средства связи 702 и 704 имеют три антенны, это описание в равной мере относится к системе, имеющей другое количество антенн, и, следовательно, относится в общем к системе, имеющей число 1 антенн на тракте радиосвязи передающего средства связи и число антенн на тракте радиоприема принимающего средства связи. При осуществлении связи от средства связи 702 на средство связи 704  $I = 3$  и  $N = 3$ .

Оценочные усиление и фаза сигнала, принятого на  $i$ -й антенне приемника от  $j$ -й антенны передатчика, представляются (в комплексном представлении) в виде  $a_{ij}$ , набор для всех комбинаций - матрицей  $C$  (содержащей  $N$  строк и  $I$  столбцов). При этом оценочные усиление и фаза на антеннах 768-780, будут получены при векторе  $\mathbf{w}$  весового коэффициента составят  $\mathbf{w}$ .

Этот вектор весового коэффициента выбирается из кодового словаря следующим образом.

$$\mathbf{v} = \mathbf{C} \mathbf{w}_0$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{v}^H \mathbf{v}$$

$$\text{индекс} = 0$$

$$\text{сделать } k = 1 \text{ в } K-1$$

$$v = \sum_k c_k$$

$$p = \sum_k v_k$$

если  $p > t$  тогда

индекс  $k = k$

$t = p$

закончить операцию "если"  
закончить вычисление.

Контроллер 752 средства связи 704 использует эту методику для вычисления вектора  $v$  посредством умножения матрицы

$C$  на вектор  $w_0$  весового коэффициента

который является первым вектором весового коэффициента в кодовом словаре. Исходное значение  $t$  вычисляется из

вектора  $v$ , полученного из  $w_0$ , значения  $t$

представляют оценку амплитуды сигнала, который был бы получен на приемнике при векторе  $w_0$  весового коэффициента на

передатчике и при объединении сигналов на приемнике по максимальному отношению. Объединение по максимальному отношению является хорошо известным способом объединения сигналов от множества антенн. Векторы  $v$  получаются из  $C$  и каждого вектора

$w_k$  весовых коэффициентов. Оценочная величина  $p$  для каждого весового коэффициента из кодового словаря вычисляется путем умножения  $v$  на эрмитову

трансформанту  $v^*$  для данного вектора

весового коэффициента. Индекс  $k$ , связанный с наибольшим значением  $p$  измеренным таким образом в контроллере 752, посылается обратно на передающее средство связи 702. Контроллер 714 задает усилителям 720-722 с регулируемым усилением и схемам 724-726 фазового сдвига весовые коэффициенты, соответствующие

передающему номеру индекса.

Таким образом, контроллер 752 оценивает рабочие характеристики на выходе процессора 790 приемника. Выходной сигнал процессора 790 приемника извлекается из выходного сигнала антенн 768-770 антенной решетки 708. Эта оценка также базируется на весовых коэффициентах на тракте радиоприема, определенных контроллером 752.

Как уже отмечалось выше, на приемнике используется объединение по максимальному отношению. Его можно заменить другими способами оптимизации, в частности, оптимальным объединением, если желательно оценить влияние помех. Способ оптимального объединения также известен. Вместо обеспечения максимальной амплитуды или мощности приема отношение на контроллере 752 может обеспечивать максимальное отношение полезного сигнала к помехам плюс шум.

В дальнейшем будут описаны возможные варианты реализации изобретения, в которых приемное средство связи содержит корректор 820. При этом описание приводится для приемного средства связи, включающего в себя одну антенну, и передающего средства связи, имеющего несколько антенн, как показано на фиг.1 и 2.

В этих вариантах опорный сигнал используется для определения весовых коэффициентов и вычисления устанавливаемых параметров для корректора 820 на тракте радиоприема. Использование передачи опорного сигнала на приемное средство связи для настройки корректора 820 известно. В традиционных системах опорный сигнал выбирается таким образом, чтобы упростить установку коэффициентов.

Но авторы обнаружили, что если передающее средство имеет антенную решетку, а приемное средство имеет корректор,

то передаваемый опорный сигнал можно выбирать с учетом уменьшения затрат на передачу опорных сигналов, сохраняя при этом большие коэффициенты усиления на антенной решетке.

Согласно изобретению необходимо передавать несколько опорных сигналов, по одному для каждой антенны решетки. Если средством связи 101 является базовая станция, а средством связи 102

радиотелефон, то целесообразно использовать сигнал, обеспечивающий минимальные затраты при передаче на выбор

весовых коэффициентов на тракте радиопередачи средства связи 102, не заботясь о требованиях к ресурсам в средстве связи 101 являющемся базовой станцией. Средство связи 101, являющееся базовой станцией, имеет достаточные функциональные возможности для

выполнения сложных вычислений при выборе значений для корректора 820, тогда как энергетические затраты в средстве связи 102 целесообразно свести к минимуму, чтобы продлить срок службы батареи.

Если же средство связи 101 является подвижным а средство связи 102 базовой станцией, желательно минимизировать потребности средства связи 101. Потребности радиопередачи не имеют такого критического значения для базовой станции, поскольку она может передавать сигнал, не заботясь о сроке службы батареи. Гораздо важнее расход ресурсов портативного средства связи на

вычисление значений для корректора 820 на тракте радиоприема. Следовательно, если средство связи 101 является портативным,

желательно, чтобы опорный сигнал позволял упростить вычисление устанавливаемых параметров для корректора. Таким образом, следует понимать что можно использовать разные сигналы в качестве опорного сигнала, в зависимости от того, какое из средств

связи, 101 или 102, является портативным в системах связи, в частности в радиотелефонных сетях.

Если средство связи 101 является радиотелефоном, для упрощения вычисления устанавливаемых параметров корректора опорный сигнал является частью модулированных данных, например, как в системе стандарта GSM. Такие опорные сигналы показаны на фиг.12, где они достаточно разнесены во времени, чтобы учесть задержку многолучевого распространения. Начало и конец опорных сигналов характеризуется периодом пилообразного изменения, чтобы исключить мгновенное изменение мощности.

Чтобы минимизировать затраты опорные сигналы используются для синхронизации



настройки корректора и выбора векторов весовых коэффициентов. Кроме того для дополнительного снижения затрат используются опорные сигналы, отличающиеся от сигналов, обычно применяемых в системах TDMA (например, в системах стандартов TATRA и GSM). Для выбора вектора весового коэффициента с помощью настройки корректора применяется решение с использованием кодового словаря.

Схема 800 контроллера включающая схему 802 настройки корректора, представлена на фиг. 8. Этот контроллер можно использовать в средстве связи 702 или 704 или в том и другом, и он используется в том случае, когда одно или оба средства связи имеют корректор. Схема 800 контроллера включает схему 804 процессора опорных сигналов, которая обрабатывает принятую сигналы для вычисления весового коэффициента для антенн на другом средстве связи, имеющем антенную решетку. Схема 806 выбора вектора весового коэффициента использует указатель весовых коэффициентов, хранящийся в кодовом словаре 808, например, в форме таблицы 1 или таблицы 2. Выбранный вектор весового коэффициента подается на вход схемы 802 настройки корректора и схемы 812 двоичного формата и кодирования. Схема двоичного формата и кодирования выдает информацию для радиопередачи на другое средство связи.

Передающее средство связи посылает информационные и опорные сигналы, как показано на фиг. 6. Опорные сигналы посылаются независимо с каждой антенны. Для минимизации эффектов задержки в системах обратной связи опорные сигналы предпочтительно передаются не синхронизированными с информационными пакетами. Кроме того если приемное средство связи имеет корректор, и весовые коэффициенты корректора и на тракте радиопередачи для антенной решетки устанавливаются на основании одного и того же опорного сигнала, то сигнал для каждой антенны предпочтительно разделяется во времени вместо того, чтобы различаться по частоте или коду.

Сначала опишем способ, при котором вектор весового коэффициента определяют независимо от установки корректора, а затем из вектора весового коэффициента определяют устанавливаемые параметры для корректора приемника. Этот способ применяется, когда опорные сигналы выбираются с целью минимизации затрат, что может иметь место, если средство связи 101 является базовой станцией. При этом используются значения, предварительно заданные в средстве связи. Матрица X записывается в средстве связи во время его изготовления, подключения или при использовании в новой системе. Матрицу вычисляют следующим образом.

$$x = \langle y_n y_n^* \rangle_{n=1}^N$$

где  $y = \begin{pmatrix} y_1 & 0 & 0 \\ 0 & x & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ ,  $x$  - вектор столбца известного

опорного сигнала, а  $y_n$  - эрмитова

трансформанта от  $y$ .

Схема 804 процессора опорных сигналов (фиг. 8) вычисляет и запоминает корреляционную матрицу R для опорных сигналов

$$R = \sum_{n=1}^N y_n y_n^*$$

где  $s_{-1}$  - опорный сигнал, принятый от i-й

антенны, а  $s_1^N$  - эрмитова трансформанта опорного сигнала, принятого от i-й антенны.

Затем схема 806 выбора вектора весового коэффициента производит вычисления для каждого индекса в кодовом словаре 808, чтобы получить максимальный сигнал мощности где  $p = N \cdot M \cdot M$

$\underline{m}$  - возможный вектор весового коэффициента  $\underline{m}$  - эрмитова

трансформанта возможного вектора весового коэффициента. Таким образом выбирается индекс весовых коэффициентов, дающих наибольшее значение p. Затем индекс выбранного вектора весового коэффициента передается на телефонный аппарат через схему 812 двоичного формата и кодирования.

После этого вычисляются коэффициенты из выбранного вектора весового коэффициента. Например, в корректоре с оценкой последовательности по максимальному градопоробию (M-SE) коэффициенты корректора формируются из параметров, полученных в схеме 802 настройки корректора следующим образом. Сначала вычисляется вектор  $\underline{v}$ , который

является оценкой сигнала, который был бы принят, если бы опорный сигнал был послан одновременно со всех антенн с выбранными весовыми коэффициентами,

$$v = \sum_{n=1}^N s_{-1} \cdot \underline{m}_n^*$$

где  $W_1$  является i-m элементом выбранного вектора весового коэффициента. Оценка  $\underline{h}$  канала, из которой получают

устанавливаемые параметры вычисляется следующим образом

$$\underline{h} = (X \underline{v})^* \underline{e}_m$$

где  $\underline{m}$  - модулирующий импульсный

отклик фильтра, (не показанного на чертеже) в передающем средстве связи, а  $\underline{e}$  означает вектор

Этот вектор  $\underline{h}$  используется для

синхронизации символов во времени после чего устанавливаемые параметры корректора определяются с помощью соответствующего способа, известного специалистам. Процесс упрощается за счет предварительного вычисления как можно большего количества величин.

Устанавливаемые параметры корректора для информационного пакета определяют одновременно с выбором вектора весового коэффициента для данного информационного пакета. В некоторых обстоятельствах на тракте обратной связи может иметь место существенная задержка которая влияет как на точность выбора вектора весового коэффициента, так и на настройку корректора.

В альтернативном варианте устанавливаемые параметры корректора для одного пакета определяют из опорных сигналов, которые используются для получения векторов весовых коэффициентов для следующего информационного пакета. При этом уменьшается задержка в установлении параметров корректора, и применение данного варианта возможно, если выбор весового коэффициента и устанавливаемых параметров корректора производится независимо.

Опорные сигналы, которые минимизируют затраты, являются частью модулированных данных, обладающих такими свойствами, что показанная выше обратная  $(y^H y)^{-1}$  хорошо обусловлена. Как видно из фиг.12, опорные сигналы будут достаточно разделены во времени, чтобы учесть задержку многолучевого распространения. Начало и конец опорных сигналов характеризуется периодом пилообразного изменения, чтобы исключить мгновенное изменение мощности, так же как в пакетах в современных TDMA системах.

Согласно другому варианту осуществления изобретения вектор весового коэффициента опрадают вместе с устанавливаемыми параметрами корректора. Этот способ также применим в тех случаях, когда опорные сигналы выбираются с целью минимизации затрат, что возможно, когда средства связи 101 являются базовой станцией. Этот подход целесообразен, если длина корректора не позволяет ему захватить все многолучевое распространение. При таком решении используется архитектура схемы 900 контроллера, показанная на фиг. 9. Схема 900 контроллера может также использоваться с корректором MLSE. Схема 902 выбора вектора весового коэффициента и настройки корректора использует следующие величины:

$$X = (y^H y)^{-1} y^H$$

$$\text{где } y = \begin{pmatrix} y_0 & 0 & 0 \\ 0 & y_1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \text{ где } y - \text{вектор столбца известных}$$

опорного сигнала. Эти значения вычисляются предварительно и запоминаются в контроллере 752, как было описано выше. Другой известной импульсной последовательностью является  $x$ , которую определяют так, что когда  $x$  фильтруется модулирующим фильтром (не показанный на чертеже фильтр на тракте радиопередачи средства связи 702), имеющий импульсный отклик  $h$  (например, фильтр с косинусным повышением), результирующим сигналом будет  $z$ . Перед тем как использовать значения из кодового словаря 808, вычисляются и сохраняются следующие величины,

$$c_i = (x h_i)^* \otimes h$$

$$R = \sum_{i=1}^M c_i c_i^H$$

где  $c_i$  - опорный сигнал, принятый от

$i$ -й антенны

и где  $M = 1$ , мин. ошибка = 1000000.0

$p$  - порог равен числу между 0.0 и 1.0, например, 0.7.

где  $c_i$  - вектор коэффициентов,

представляющих компоненты объединенных откликов фильтра и канала от  $i$ -й передающей антенны,  $h$  - модулирующий импульсный

отклик фильтра на тракте радиопередачи (не показанный на чертеже), а  $\otimes$  означает свертку. Исходное значение минимальной ошибки выбирается большим. Значение  $p$  порога выбирается таким образом, чтобы ограничить количество необходимых вычислений. Следовательно,

рассматриваются только те весовые коэффициенты, которые имеют максимальные измерения мощности. Значение 0.7 соответствует только верхним рассмотренным 30%. Авторы изобретения обнаружили, что ошибки случаются реже всего в случае сигнала высокого уровня, хотя не обязательно в случае сигнала низкого уровня. Можно рассмотреть и больший или меньший процент возможных весовых коэффициентов.

Затем производится вычисление по кодовому словарю для  $J$  возможных векторов весовых коэффициентов:

$$\text{сделать } j = 1 \text{ в } J$$

$$p = h^H \cdot R \cdot h, \text{ где } h - \text{вектор}$$

возможного весового коэффициента,

если  $p > p$  порог,

вычислить "ошибку"

если ошибка < мин. ошибка, тогда

мин. ошибка = ошибка

индекс  $j$

закончить операцию "если"

закончить операцию "если"

закончить выполнение цикла

Схема 902 настройки корректора сначала

измеряет мощность и определяет,

превосходит ли эта мощность данный порог.

Для превышающих порог измерений

мощности вычисляется ошибка с

использованием параметров корректора,

вычисленных для вектора весового

коэффициента. Для корректора MLSE

"ошибку" вычисляют при каждой итерации

следующим образом:

возможный импульсный отклик

$$h = \sum_{i=1}^M c_i \cdot w_i$$

$$\text{"ошибка"} = |h^H \otimes x - x| / |x|$$

где  $x$  - вектор с компонентами

$x = h^H \cdot e_1$ ,  $| \cdot |$  представляет норму

вектора  $h$  - возможные устанавливаемые

параметры корректора, которые извлечены из

$h$  в процессе синхронизации сигнала по

времени, который уже был описан выше и

известен специалистам в данной области,

и  $w_i^*$  сопряженное комплексное число для

$w_i$ . При этом способе максимальный уровень

обеспечивается путем определения значений

$h$  и  $w_i$ , которые минимизируют ошибки, в

отличие от определения весовых

коэффициентов, которые обеспечивают

максимальную мощность принятого сигнала. Понятие "ошибка" является качественной оценкой сигнала на выходе корректора.

Затем индекс выбранного вектора весового коэффициента обрабатывается для передачи на телефонный аппарат схемой 812 двоичного формата и кодирования. Устанавливаемые параметры корректора используются для задания коэффициентов в корректоре 820.

На фиг 10 проиллюстрированы рабочие характеристики системы, изображенной на фиг 8 с четырьмя передающими антеннами в отличие от системы без решетки, работающей в стандарте GSM, которая имеет канал с задержкой распространения на 2 символа и рассчитана на скорости движения пешехода. На графике показан коэффициент битовой ошибки (BER) в зависимости от отношения энергии на бит к плотности мощности шума (Eb/No) в децибелах. Кривая 1000 характеризует работу без кодирования для защиты от ошибок и без решетки и дана для сравнения с кривой 1002, характеризующей соответствующую работу без кодирования с использованием решетки. При этом достигается усиление порядка 7 дБ, что позволяет существенно увеличить время разговора или пропускную способность в системе подвижной радиосвязи. Кривая 1001 характеризует работу с кодированием защиты от ошибок без использования решетки и дана для сравнения с кривой 1003, характеризующей работу с кодированием и антенной решеткой. Здесь также достигается усиление порядка 7 дБ. Экономия затрат при использовании как опорных сигналов, так и спецификаторов весовых коэффициентов составляет более 20% по сравнению со схемами с традиционными опорными сигналами и квантованием векторов весовых коэффициентов, в отличие от использования кодового словаря.

На фиг. 11 проиллюстрирована эффективность способа работы контроллера, изображенного на фиг. 9 в сравнении с эффективностью контроллера, изображенного на фиг. 8 для конкретного случая, когда целесообразно отдельно оценивать устанавливаемые параметры решетки и корректора. Кривая 1005 характеризует работу без кодирования с защитой от ошибок для способа по фиг. 5 и дана для сравнения с кривой 1006, характеризующей работу без кодирования для способа по фиг. 9. Кривая 1007 характеризует работу с кодированием для защиты от ошибок для способа по фиг. 8 и дана для сравнения с кривой 1008, характеризующей кодируемую работу для способа по фиг. 9. В данном случае схема изображенная на фиг. 9 обеспечивает выигрыш в характеристиках сигнала.

Таким образом, можно понять, что весовые коэффициенты на трактах радиопередачи для антенной решетки можно корректировать с целью улучшения усиления на тракте радиопередачи. Весовые коэффициенты на тракте радиопередачи можно задавать независимо от приемного средства связи. Альтернативно приемное средство связи может выбирать весовые коэффициенты на основании опорного сигнала, принятого от передающего средства связи. Для облегчения процесса выбора весовых коэффициентов можно использовать

словарь. Если приемное средство связи включает в себя корректор, из того же опорного сигнала можно вычислить устанавливаемые параметры корректора и весовые коэффициенты, обеспечив тем самым минимизацию затрат при радиопередаче.

#### Формула изобретения:

1. Способ функционирования устройства связи для задания по меньшей мере одного весового коэффициента на трактах радиопередачи, связанных с антеннами антенной решетки, заключающийся в том, что передают опорный сигнал через каждую антенну в антенной решетке, задают весовой коэффициент на по меньшей мере одном из трактов радиопередачи, связанных с антеннами, на основании весовой информации, отличающейся тем, что весовую информацию для каждой антенны принимают.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя фазовую информацию.

3. Способ по п.1 или 2, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя амплитудную информацию.

4. Способ по п.1, отличающийся тем, что весовая информация включает в себя номер индекса, соответствующий весовым коэффициентам для трактов радиопередачи.

5. Способ взвешивания трактов радиопередачи первого устройства связи, причем тракт радиопередачи проходит между передатчиком и антенной решеткой первого устройства связи и антенная решетка включает в себя несколько антенн, заключающийся в том, что передают опорный сигнал на второе устройство связи через антенны антенной решетки, вычисляют во втором устройстве связи по меньшей мере один весовой коэффициент для тракта радиопередачи, отличающийся тем, что передают весовую информацию в соответствии с упомянутым по меньшей мере одним вычисленным весовым коэффициентом от второго устройства связи на первое устройство связи, и задают по меньшей мере один весовой коэффициент в первом устройстве связи в соответствии с весовой информацией, принятой от второго устройства связи.

6. Способ по п.5, отличающийся тем, что на этапе вычисления вычисляют во втором устройстве связи сопряженное комплексное число изменения амплитуды и фазы во время передачи опорного сигнала на второе устройство связи.

7. Способ по п.6, отличающийся тем, что на этапе вычисления выбирают по меньшей мере один весовой коэффициент из группы заданных весовых коэффициентов, причем выбранный по меньшей мере один весовой коэффициент является весовым коэффициентом из группы заданных весовых коэффициентов, наиболее близким к сопряженному комплексному числу.

8. Способ по п.7, отличающийся тем, что на этапе передачи передают индекс, соответствующий по меньшей мере одному весовому коэффициенту.

9. Способ по п.8, отличающийся тем, что на этапе вычисления получают оценки измерения сигнала для весовых коэффициентов группы заданных весовых коэффициентов и выбирают по меньшей мере

сдин весовой коэффициент на оценки измерений сигнала.

10. Способ по п.5, отличающийся тем, что опорный сигнал посылают отдельно через каждую антенну.

11. Способ по п.5, отличающийся тем, что опорный сигнал посылают через каждую антенну антенной решеткой и различают опорные сигналы для каждой антенны.

12. Способ по п.11, отличающийся тем, что опорные сигналы для каждой антенны различают по частоте.

13. Способ по п.11, отличающийся тем, что опорные сигналы для каждой антенны различают по времени, при этом опорные сигналы подают на вход соответствующей антенны в разное время.

14. Способ по п.5, отличающийся тем, что группу заданных весовых коэффициентов переключают с первого устройства связи на второе устройство связи.

15. Способ по п.14, отличающийся тем, что определяют предыдущие весовые коэффициенты и на этапе вычисления выбирают из подгруппы весовых коэффициентов в группе заданных весовых коэффициентов подгруппу весовых коэффициентов, определенных из весовых коэффициентов при предыдущем взвешивании.

16. Способ по п.14, отличающийся тем, что индексы в заданном списке включают запомненную кодировку с защитой от ошибок и на этапе передачи передает индекс, закодированный с защитой от ошибок.

17. Устройство связи, содержащее приемник, принимающий опорный сигнал, переданный через каждую из нескольких антенн в передающем устройстве связи, отличающееся тем, что в него введены схема для вычисления по меньшей мере одного весового коэффициента для тракта радиопередачи передающего устройства связи из опорного сигнала, принятого с каждой антенны, и передатчик для передачи

указанного по меньшей мере одного весового коэффициента на передающее устройство связи.

18. Устройство связи по п.17, отличающееся тем, что приемник содержит память, в которой хранится кодовый словарь, содержащий весовые коэффициенты для тракта радиопередачи передающего устройства связи.

19. Устройство связи по п.18, отличающееся тем, что весовые коэффициенты кодового словаря связаны с индексами кодового словаря, а индексы кодового словаря включают кодировку с исправлением ошибок.

20. Устройство связи по п.18, отличающееся тем, что в памяти хранятся весовые коэффициенты предыдущего выбора и схемы для вычисления используют кодовый словарь и предыдущие весовые коэффициенты для вычисления по меньшей мере одного весового коэффициента.

21. Устройство связи по п.18 или 19, отличающееся тем, что весовые коэффициенты выбирают с учетом ограничения максимальной мощности на тракте радиопередачи.

22. Устройство связи по п.19, отличающееся тем, что кодовый словарь проверен на соответствие кодовому словарю в передающем устройстве связи.

23. Устройство связи по п.22, отличающееся тем, что кодовые словари проверяют посредством передачи кодового словаря из одного устройства связи и передающего устройства связи на другое передающее устройство связи и устройство связи.

24. Устройство связи по п.17, отличающееся тем, что схемы для вычисления вычисляют значения весового коэффициента и фазы из принятого опорного сигнала и из копии опорного сигнала в устройстве связи.

ТАБЛИЦА 1

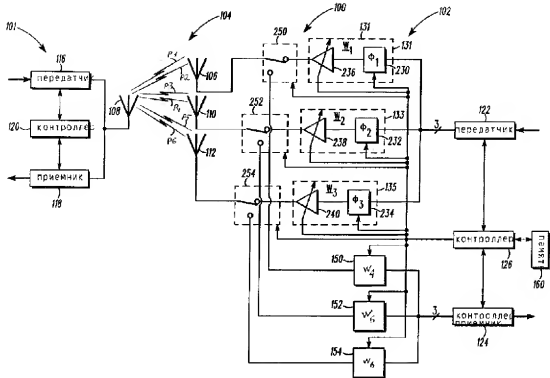
Номер вектора	W (усиление, фаза)	W (усиление, фаза)	W (усиление, фаза)
0	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
1	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
2	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$
3	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$
4	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
5	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
6	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$
7	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$
8	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
9	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
10	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$
11	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$
12	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (r, -135^\circ)$
13	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, 135^\circ)$
14	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (r, -45^\circ)$
15	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (r, 45^\circ)$

ТАБЛИЦА 2

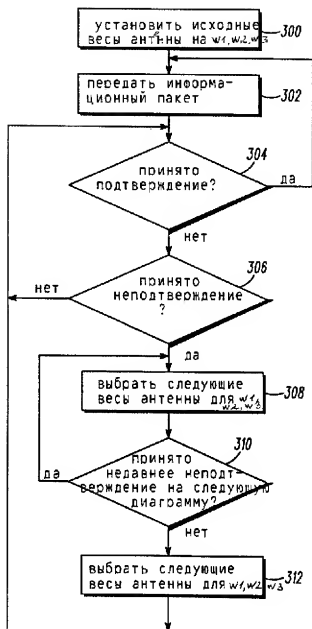
Номер вектора	$\mathbf{u}_1$ (усиление, фаза)	$\mathbf{u}_2$ (усиление, фаза)	$\mathbf{u}_3$ (усиление, фаза)
0	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
3	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
5	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha - j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
7	$\alpha - j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha - j\alpha (\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$	$\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$
16	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$
17	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$
18	$3 + j0 (\beta, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 180^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$
19	$3 + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 - j\beta (\beta, -90^\circ)$	$3 + j0 (0, 0^\circ)$
20	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$
21	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$0 + j\beta (\beta, 90^\circ)$
22	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$-\beta + j0 (\beta, 180^\circ)$
23	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$0 - j\beta (\beta, -90^\circ)$
24	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$
25	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$-\beta + j0 (\beta, 180^\circ)$
26	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 + j\beta (\beta, 90^\circ)$
27	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$\beta + j0 (\beta, 0^\circ)$	$0 - j\beta (\beta, -90^\circ)$
28	$1 + j0 (0, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$
29	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$1 + j0 (0, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$
30	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$0 + j0 (0, 0^\circ)$	$1 + j0 (0, 0^\circ)$

RU 2141168 C1

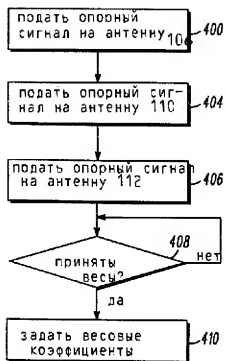
RU 2141168 C1



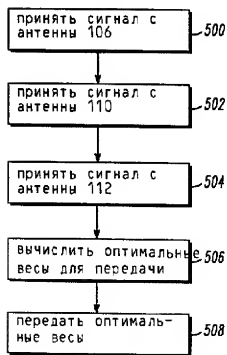
Фиг. 2



фиг.3



Фиг. 4



Фиг. 5



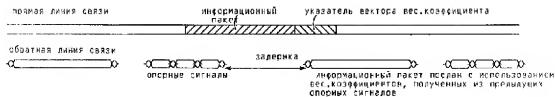


Fig. 6

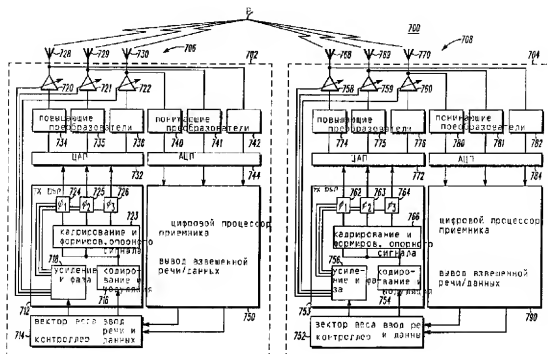
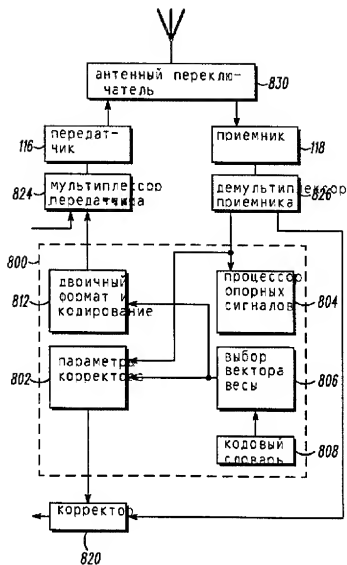


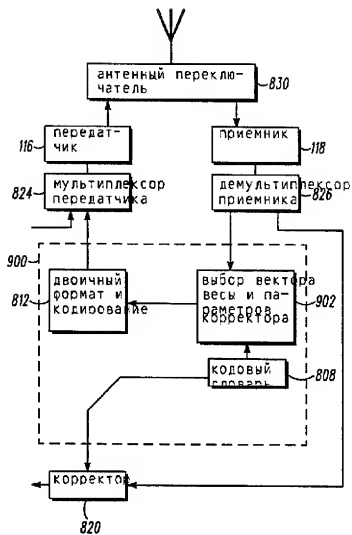
Fig. 7

RU 2 141 168 C1

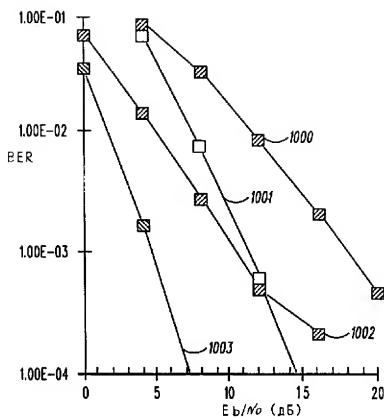
RU 2 141 168 C1



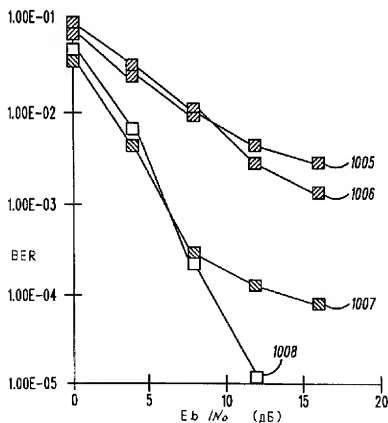
Фиг. 8



Фиг. 9

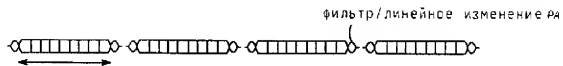


Фиг. 10



Фиг. 11

RU 2 141 168 C 1



Фиг. 12

RU 2 141 168 C 1

**RU2158479C2 SYSTEM FOR TRANSMISSION OF COMMUNICATION INFORMATION OVER COMMUNICATION CHANNEL CHANGING IN TIME, TRANSMITTING AND RECEIVING DEVICES**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Data transmission system for mobile radio communication estimates transmission channel characteristics and determines if channel variation information should be transmitted in relation to actual channel variations

**English Title**

SYSTEM FOR TRANSMISSION OF COMMUNICATION INFORMATION OVER COMMUNICATION CHANNEL CHANGING IN TIME, TRANSMITTING AND RECEIVING DEVICES

**Assignee/Applicant**

Standardized: **AL KATEL N V**

**Inventor**

VINOD KUMAR; KRISTOF MURO

**Publication Date (Kind Code)**

2000-10-27 (C2)

**Application Number / Date**

RU1995114553A / 1995-08-30

**Priority Number / Date / Country**

FR199410503A / 1994-08-31 / FR

RU1995114553A / 1995-08-30 / RU

**Abstract**

**Abstract**

radio engineering. SUBSTANCE: system for transmission of communication information over communication channel changing in time includes useful information called teaching information that is subject to transmission. It enables specified transmission channel to be evaluated. System has facilities evaluating necessity of transmission of teaching information from point of view of change of specified transmission channels and facilities transmitting teaching information if necessity of transmission of teaching information is recognized. EFFECT: improved functional reliability of system. 16 cl, 3 dwg



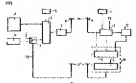
**RU<sup>(11)</sup> 2 158 479<sup>(12)</sup> C2**  
**H 04 B 7/005**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

<sup>[2]</sup> ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

- [illegible]

*облучатель информации* 5 с и 10 кв ф-вы, 3





(10) RU<sup>(11)</sup> 2 158 479<sup>(12)</sup> C2  
(51) Int. Cl. 7 H 04 B 7/005

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

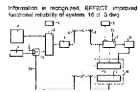
(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21) (22) Application: 95114233/09, 30.08.1995  
(24) Effective date for priority rights: 30.08.1995  
(30) Priority: 31.08.1994, FR 6410628  
(46) Date of publication: 27.10.2000  
(56) See abstract  
C2010, Moscow, ul. Bolshaya Spasskaya 25,  
ap.3, OOO "Girodiztekhnika i Periservis",  
Brestskaya St.

(71) Applicant:  
A.S. KATEC, N.V. (NL)  
(72) Inventor: Vinod KUMAR (IN),  
Kudatpuzhoor (PK)  
(73) Proprietor:  
A.S. KATEC, N.V. (NL)

54 SYSTEM FOR TRANSMISSION OF COMMUNICATION INFORMATION OVER COMMUNICATION CHANNEL,  
CHANGING IN THE TRANSMITTING AND RECEIVING DEVICES

(57) Abstract  
FIELD: radio engineering. SUBSTANCE:  
system for transmission of communication  
information over communication channel  
changing in time according to information  
called teaching information that is subject  
to transmission is, wherein, specified  
transmission channel to be e-located. System  
has facilities, evaluating, intensity of  
transmission of teaching information from  
point of view of change of specified  
communication channels and facilities  
transmitting teaching information if  
necessity of connection of teaching



2  
0  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
0

RU  
2  
1  
5  
8  
4  
7  
9  
C  
2









занимающего остаток жизненного цикла, отсюда - увеличение долиной нагрузки, перемещаемой системой.

Например, в случае когда получено одно минимальное значение угла наклона траектории к горизонту, требуется изменить траекторию или другим образом траектория (интерполяционная линия). Это — другая одна траектория может быть продолжена для того же во входном, как и предыдущий шаг для следующего шага.

[illegible]

Выбор между различными возможностями использования пространства (архитектура) оставленного свободного места становится объектом последовательности, представляющей собой упорядоченный 25 по приоритетности вариантов-альтернатив, которые являются предметом ее применения.

Данные схемы (целые) упрощают 25-достоверительно вырабатывает такой сигнал от СЗ, представляющий для судовой обстановки, также от ЗЕ, сигнала управления облученными С4 и С6, представляющие соответственно для множества устройств 10 и индикаторных устройств 21.

С целью интерпретации в полевых условиях

[illegible]

В случае когда последовательность  
обучения алгоритмически невозможна, приходится  
применять метод определения срока, такой  
как правило, не может не быть объективной.

Исследование, относящееся к данному классу, является отдаленным, поскольку в нем не было обучения, хотя бы в виде краткосрочного обучения, передаваемого на почтовой или телефонной связи. Исследования, относящиеся к данному классу, являются отдаленными, поскольку в них не было обучения, хотя бы в виде краткосрочного обучения, передаваемого на почтовой или телефонной связи.

Уважение не является информацией, переданная таким образом могла бы в дальнейшем быть использована с тем, чтобы

сказано, в результате чего уязвимая корпоративная культура «в основе уязвимой информации или информации, полученной на

С тем чтобы предоставить пользователям возможность получать информацию о состоянии системы, разработаны следующие информационные устройства: 19, для возможности иметь в своем распоряжении полную информацию о состоянии системы и ее содержимом; 20, для возможности иметь в своем распоряжении информацию о состоянии системы и ее содержимом; 21, для возможности иметь в своем распоряжении информацию о состоянии системы и ее содержимом.

Для исследования были собраны 10-дневные эмбрионы мышей, развивающиеся в стандартной лабораторной обстановке в свободном доступе. Исследования проводились в течение 1-го и 2-го месяцев жизни. В возрасте 19 дней мышей разделили на две группы: эмбрионы из «чистой» линии, эмбрионы E, и эмбрионы из линии утилизации, эмбрионы U. Эмбрионы из линии утилизации подвергались воздействию различных агентов, связанных с токсикологией, в том числе с ионизирующей радиацией, факторами роста, факторами стресса и т.д. Эмбрионы E подвергались воздействию только факторов стресса. В возрасте 21-22 дней эмбрионы E и U подвергались воздействию различных агентов, связанных с токсикологией, в том числе с ионизирующей радиацией, факторами роста, факторами стресса и т.д. Эмбрионы E подвергались воздействию только факторов стресса. В возрасте 21-22 дней эмбрионы E и U подвергались воздействию различных агентов, связанных с токсикологией, в том числе с ионизирующей радиацией, факторами роста, факторами стресса и т.д. Эмбрионы E подвергались воздействию только факторов стресса.

- средство 32 для изменения бинарного алфавита или "флага"  $F$ ;
- коммутатор 33, управляемый двоичным алфавитом  $F$ , для перестановки цифровых сигналов на входах диамодулятора 30 и соответствующей принимающей информации на входе приемной антенны  $B$  и "флага"  $F$ .

показатели достижений в обучении, в котором участвуют 32 детей с нарушением зрения. 36 лет в среднем в школе отсутствуют показатели достижений в обучении или число учащихся 35 классов по сравнению с количеством учащихся в среднем по школе. Показатели достижений в обучении

- среди 35 учащихся класса переводов, достигающих 100%.
- от показателей достижений в обучении, из которых участвуют 36, и переводов результатов

[illegible]

распределенной информации, получившей от среднего 37 тысяч совокупных матричных образцов, каждый из которых соответствует одному из возможных каналов, выделяемых системой управления излучением антенны.

[illegible][illegible]

79 C 2

21584

RU



связанная с этой обучающей информацией, при этом все прочие предположения остаются для поддержания взаимодействия неизменными скорости передачи информации.

2. Системы по выбору из п. 1 - 8 отличаются тем, что они содержат средства для ввода или приема информации, позволяющей передавать или генерировать обучающую информацию в зависимости от результатов оценки личностно-аналитических данных.

10 Система по-прежнему на п.6 - 2, отличающаяся тем, что она содержит средства для ввода при передаче информации, увеличивающей шир. канала, с которым связано получение информации, переданная вместе с обучающей информацией, в случае когда такая обучающая информация на передатчике

51. Принцип универсальности для системы передачи по п. 1 охватывает средства, предназначенные для осуществления передачи полной информации, которая может использоваться для оценки качества передачи, исходя из поступившей информации, и средства для корректировки полученных сигналов, обеспечивающие точность информации, в зависимости от этой оценки качества передачи, отличающаяся тем, что оно охватывает средства для оценки качества передачи посредством возможности различия при передаче определенной информации передавать или не передавать указанную информацию в зависимости от результата оценки качества передачи.

12. Принцип достоверности по сути отрицается тем, что полученные в процессе формирования представления на основе «вероятной» данных и свидетельств от того, насколько или на переданных обучающая информация в соответствии с истинными знаниями, свободны в результате того, что они не использованы для передачи обучающей информации в учебном процессе для доступа к ней «вероятно».

полученной информации содержится, кроме того, способств. для постановки на криминаль. сворости перемещ. информации, выделенные тем, что полученные информация работ. не отрази-

13. Применение устройств по п.12, ст.11-выдвигает тезис, что их использование в системах радиосвязи с подвижными объектами типа GSM при этом усложняет строение оборудования информационных объектов

[illegible]

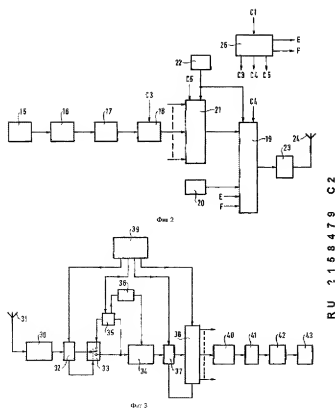
15 14. Периодическое устройство по п. 14, отличающееся тем, что указанное устройство для генерирования периодической полезной информации содержит средство работы поделкой периодической полезной информации на отрезке временной длины в зависимости от того, периодическая или непериодическая структура информации, в случае когда обнаруженная информация не принадлежит к таковой, от установленной частоты, содержащей в результате этого, что обнаруженная информация является периодической.

16. Передаются устройства по п.15, если «используются», что не исключает в принципе возможности с помощью обычных типов СЭМ при этом указанных отключить соответствующий информационный объект, называемый субъектом.

58479 C2

J 21

RU 2158479 C2



RU 2158479 C2

## PROCESS OF UNRESTRICTED ACCESS OF SUBSCRIBERS OF MOBILE STATION

**Publication number:** RU2168278 (C2)  
**Publication date:** 2001-05-27  
**Inventor(s):** GARMONOV A V [RU]; SAVINKOV A JU [RU]; KRAVTSOVA G S [RU]; AMCHISLAVSKIJ A JU [RU]; FURSOV S V [RU]; KHICHAN MUN [KR] +  
**Applicant(s):** KORPORATSIJA SAMSUNG EHLEKTRON [KR] +  
**Classification:**  
- **international:** H04B7/26; H04J13/00; H04B7/26; H04J13/00; (IPC1-7): H04B7/26; H04J13/00  
- **European:**  
**Application number:** RU19990115640 19990716  
**Priority number(s):** RU19990115640 19990716

### Abstract of RU 2168278 (C2)

Translate this text

cellular CDMA communication systems. SUBSTANCE: invention specifically refers to methods and algorithms of unrestricted access of subscribers of mobile station to communication channel. Enhanced efficiency of procedure of unrestricted access thanks to increased probability of successful access with decreased power of test as well as reduced probability of overlapping of signals from subscribers accidentally falling into one and same channel of access is achieved due to transmission of signal preamble only in the course of sequence of intervals spread in time. Mobile subscribers select randomly one of such sequences before start of transmission. Transmission of preamble in the course of spread time intervals makes it possible, firstly, to compensate for effect of fading increasing by this probability of detection of signal with same power, secondly, to distinguish preambles from different subscribers and to avoid "collision" of signals from different subscribers by usage of this information. Insertion of time interval of waiting between preamble and capsule of access enables excessive power of signal transmitted during time of access to be reduced. Proposed method takes into account length of transmitted message while selecting channel of access at mobile station which makes it feasible to multiplex messages at mobile station dividing them among different channels and raising by this efficiency of usage of communication channels. EFFECT: enhanced efficiency of procedure of unrestricted access. 9 dwg





(19) RU (11) 2 168 278 (13) C2  
(51) МПК<sup>7</sup> H 04 B 7/26, H 04 J 13/00

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ  
ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 99115640/09, 16.07.1999

(24) Дата начала действия патента: 16.07.1999

(46) Дата публикации: 27.05.2001

(56) Ссылки: Стандарт TIA /EIA IS-92 Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread-Spectrum Cellular Systems, Telecommunication Industry Association, July, 1993. RU 2111619 C1, 20.05.1998. RU 2119258 C1, 20.09.1998. RU 2127951 C1, 20.03.1999. EP 0639899 A1, 22.02.1998. WO 98/16280 A2, 30.04.1998. EP 0633671 A, 11.01.1995. US 5515379 A, 07.05.1996. US 5506861 A, 09.04.1996. US 5138631 A, 11.08.1992. US 5491837 A, 13.02.1996.

(98) Адрес для переписки:  
117485, Москва, ул. Бульварная 4-2, кв.128,  
Роспослуг В.Н.

(71) Заявитель:  
Корпорация "Самсунг Электроникс" (KR)

(72) Изобретатель: Гармонов А.В. (RU),  
Савинков А.Ю. (RU), Кравцова Г.С.  
(RU), Амчиславский А.Ю. (RU), Фурсов С.В.  
(RU), Хичан Мун (KR)

(73) Патентообладатель:  
Корпорация "Самсунг Электроникс" (KR)

(74) Патентный поверенный:  
Рослов Владимир Николаевич

(54) СПОСОБ ПРОИЗВОЛЬНОГО ДОСТУПА АБОНЕНТОВ МОБИЛЬНОЙ СТАНЦИИ

(57)  
Изобретение относится к сотовым системам связи CDMA, в частности к способам и алгоритмам произвольного доступа абонентов мобильной станции (МС) к каналу связи. Технический результат - повышение эффективности процедуры произвольного доступа за счет повышения вероятности успешного доступа при снижении мощности пробы, а также снижении вероятности перекрытия сигналов от абонентов, случайно попавших в один и тот же канал ДОСТУПА. Технический результат достигается за счет того, что передача сигнала преамбулы происходит только в течение последовательности разнесенных во времени интервалов, причем перед началом передачи мобильные абоненты случайным образом выбирают одну из таких последовательностей. Передача преамбулы в течение разнесенных

временных интервалов позволяет, во-первых, компенсировать влияние фединга и тем самым увеличить вероятность обнаружения при той же мощности сигнала, во-вторых, отличать преамбулы от различных пользователей и используя эту информацию, устранять "столкновения" сигналов от различных пользователей. Введение временного интервала ожидания между преамбулой и капсулой ДОСТУПА позволяет сократить избыточную мощность сигнала, передаваемого во время доступа. Кроме того в заявляемом способе при выборе канала ДОСТУПА на МС предлагается учитывать длительность передаваемого сообщения, что позволяет на базовой станции "уплотнить" сообщения, разделяя их между различными каналами, повышая тем самым эффективность использования каналов связи. 9 ил.

RU 2 168 278 C2

RU 2 168 278 C2



Фиг. 1.



RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADE MARKS

(19) **RU** (11) **2 168 278** (13) **C2**  
(51) Int. Cl.<sup>7</sup> **H 04 B 7/26, H 04 J 13/00**

## (12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 99115640/09, 16.07.1999

(24) Effective date for property rights: 16.07.1999

(46) Date of publication: 27.05.2001

(98) Mail address  
117485, Moskva, ul. Butlerova 4-2, kv.128,  
Roslovu V.N.

(71) Applicant:  
Korporatsija "Samsung Ehlektroniks" (KR)  
(72) Inventor: Garmonov A.V. (RU),  
Savinkov A.Ju. (RU), Kravtsova G.S.  
(RU), Amchislavskij A.Ju. (RU), Fursov S.V.  
(RU), Khichan Mun (KR)  
(73) Proprietor:  
Korporatsija "Samsung Ehlektroniks" (KR)  
(74) Representative:  
Roslov Vladimir Nikolaevich

## (54) PROCESS OF UNRESTRICTED ACCESS OF SUBSCRIBERS OF MOBILE STATION

(57) Abstract:

FIELD: cellular CDMA communication systems. SUBSTANCE: invention specifically refers to methods and algorithms of unrestricted access of subscribers of mobile station to communication channel. Enhanced efficiency of procedure of unrestricted access thanks to increased probability of successful access with decreased power of test as well as reduced probability of overlapping of signals from subscribers accidentally falling into one and same channel of access is achieved due to transmission of signal preamble only in the course of sequence of intervals spread in time. Mobile subscribers select randomly one of such sequences before start of transmission. Transmission of preamble in the course of spread time intervals makes it possible, firstly, to compensate for effect of fading increasing by this probability of detection of signal with same power, secondly, to distinguish preambles from different subscribers and to avoid "collision" of signals from different subscribers by usage of this information. Insertion of time interval of waiting between preamble and capsule of access enables excessive power of signal transmitted during time of access to be reduced. Proposed method takes into account length of transmitted message while selecting channel of access at mobile station which makes it feasible to multiplex

messages at mobile station dividing them among different channels and raising by this efficiency of usage of communication channels. EFFECT: enhanced efficiency of procedure of unrestricted access. 9 dwg



RU 2 168 278 C2

RU 2 168 278 C2

Изобретение относится к радиотехнике, а более конкретно - к сотовым системам связи CDMA, в частности к способам и алгоритмам произвольного доступа абонентов мобильной станции (МС) к каналу связи.

В сотовой системе связи область обслуживания абонентов делится на подобласти - соты. Внутри каждой соты находится базовая станция (БС), обслуживающая абонентов, находящихся внутри соты. В системах связи CDMA различные каналы связи отличаются сигналом длинного кода, расширяющего спектр исходного высокочастотного сигнала. Для обеспечения высокой емкости системы связи длинный код должен обладать хорошими корреляционными свойствами, т.е. обеспечивать низкий уровень корреляции при ненулевом временном сдвиге между двумя идентичными сигналами, а также низкий уровень корреляции между различными сигналами. Количество таких сигналов, а следовательно, и число каналов ограничено.

Для того чтобы получить доступ к одному из каналов связи данной соты мобильный пользователь выполняет процедуру произвольного доступа, цель которой проинформировать БС о запросе на обслуживание и получить от нее необходимую информацию для дальнейшего обслуживания. Для выполнения процедуры произвольного доступа в системе связи помимо информационных каналов существует набор специальных обратных каналов ДОСТУПА, каждому из которых соответствует определенный длинный код.

До выполнения процедуры ДОСТУПА мобильный абонент входит в режим синхронизации с системой единого времени. Для этой цели служат сигналы пилот-канала и канала синхронизации, передаваемые от БС. После этого МС получает по одному из контрольных каналов информацию о каналах ДОСТУПА, предоставляемых системой. Перед выполнением процедуры ДОСТУПА мобильный абонент выбирает случайным образом канал доступа и начинает выполнять процедуру произвольного доступа. Процедура ДОСТУПА состоит из последовательной передачи сигналов, называемых проблемы ДОСТУПА.

Пробы ДОСТУПА передаются до момента получения ответного сообщения от БС, которое она передает после обнаружения и демодуляции одной из проб.

Одной из проблем произвольного доступа является проблема "столкновения" сигналов от различных абонентов. Это явление связано с вероятностью одновременного попадания нескольких абонентов в один и тот же канал ДОСТУПА. При перекрытии во времени сигналов от таких абонентов демодулятор БС не всегда может разделить эти сигналы. При этом значительно увеличивается вероятность неупаки и доступа для каждого из абонентов.

Одним из возможных способов решения этой проблемы является увеличение количества каналов ДОСТУПА, которое приводит к снижению вероятности явления "столкновения". Такое решение нельзя применить при высокой степени загрузки, то есть при большом количестве абонентов в соте, поскольку количество каналов ДОСТУПА ограничено.

Другим известным в практике способом

решения проблемы является введение преднамеренной случайной задержки при передаче сигналов ДОСТУПА от МС к БС (см. патент EP 0639899 "Random access communication method by use of CDMA, and system for mobile stations which use the method" [1] и действующий стандарт TIA/EIA IS-95 - Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode - Wideband Spread-Spectrum Cellular Systems. Telecommunication Industry Association, July 1993, [2]). Введение преднамеренной случайной задержки снижает вероятность явления "столкновения" сигналов. Однако это приводит к увеличению времени поиска пробы на БС и снижению вероятности ее правильного обнаружения, так как область неопределенности поиска пробы увеличивается. Это увеличение особенно значительно при переходе к более высокой цифровой скорости в новых системах связи CDMA, поскольку при увеличении цифровой скорости разнесение сигналов во времени на один и тот же временной интервал приводит к более значительному увеличению области неопределенности, выраженной в чипах.

Один из способов снижения вероятности одновременного попадания нескольких пользователей в один и тот же канал ДОСТУПА предложен американской телекоммуникационной компанией "Квалком" (см. US patent # 5673259, R.F. Quick, Random Access Communications Channel for Data Services, Qualcomm Inc. [3]). С этой целью предлагается оценивать уровень "потребности в полосе", которая зависит от количества абонентов, нуждающихся в ДОСТУПЕ и скорости передачи информации для каждого абонента. Если уровень "потребности в полосе" превышает выделенного порога, то для выполнения произвольного доступа некоторым пользователям предоставляется выделенный информационный канал. Если уровень "потребности в полосе" падает ниже второго порога, то доступ всеми пользователями снова осуществляется только по каналу случайного доступа. Безусловно, данное решение приведет к снижению вероятности "столкновения" сигналов и общему повышению эффективности доступа. Однако при переходе части пользователей в выделенный для обслуживания канал ухудшается качество связи для основных пользователей выделенного для обслуживания канала.

Другой проблемой произвольного доступа является повышение уровня помех в системе за счет высокой активности абонентов каналов ДОСТУПА. Основным способом решения этой проблемы является повышение эффективности процедуры ДОСТУПА, которое состоит в повышении вероятности успешного доступа при минимально возможной мощности сигнала доступа.

В патенте, полученном компанией "Эрикссон" (см. US patent #5295152, B. Gundmundson, B. Parsons, "TDMA for mobile access in a CDMA system". Ericsson Inc.) [4], предлагается метод временного разделения сигналов канала ДОСТУПА и других обратных каналов. При этом для выполнения произвольного ДОСТУПА выделяются специальные временные интервалы, повторяющиеся через определенное время. Передача данных пользователя и

контрольных данных по другим обратным каналам производится вне этих временных интервалов. При этом уровень помех, которые создаются каналом ДОСТУПА для других каналов, практически сводится к нулю независимо от степени активности абонентов канала ДОСТУПА.

Недостаток такого решения в том, что ограничение времени доступа приводит к увеличению вероятности явления "столкновения" сигналов, то есть одновременного попадания нескольких пользователей в один и тот же канал ДОСТУПА.

В опубликованной международной заявке, такое приращение компании "Эрикссон" (см. WO 9818280, "Random access in a mobile telecommunication system", Ericsson Telefon AB L M)[5], описан способ, который повышает эффективность ДОСТУПА за счет использования преамбул индивидуального вида для каждой МС. Каждая МС при доступе передает преамбулу с индивидуальным только ей присущим "узором". Причем используемые типы преамбул имеют высокие корреляционные свойства. Данное решение позволяет БС разделить сигналы сообщений ДОСТУПА от различных абонентов, даже в случае, когда эти сигналы приходят по одному и тому же каналу ДОСТУПА одновременно. Проба состоит из преамбулы, короткой капсулы, в которой содержится только самая необходимая для идентификации информация и остальной части капсулы, которая передается только в случае получения соответствующего сообщения от БС. Если первая часть пробы обнаружена правильно, то БС посылает данной МС сообщение о том, в каком канале ей передать вторую часть капсулы, содержащую основную информацию, необходимую при ДОСТУПЕ.

Данное предложение обеспечивает эффективный ДОСТУП, однако имеет следующие недостатки.

При излучении преамбулы и первой части капсулы расходуется много энергии и создается помеха для других пользователей. Причем, если поиск первой части пробы будет не успешен, то получится, что помеха создана, а результат не достигнут. Вторая часть капсулы может быть принята только от тех пользователей, для которых хватит свободных каналов ДОСТУПА. Остальным пользователям передается сообщение "занято", которое инстинктивно МС, когда осуществить передачу. Новая проба от этих МС снова включает преамбулу и обе части капсулы, что приводит к дополнительному расходу энергии и создает помеху.

Наиболее близким к предлагаемому способу доступа является способ, описанный в предложении Qualcomm Inc. стандарте IS-95 сотовой системы связи CDMA [2]. Он заключается в том, что на МС, осуществляющей доступ в систему связи, выполняют следующую последовательность операций.

1. Случайным образом выбирают канал доступа.

2. Выполняют попытку доступа, для этого передают последовательность проб ДОСТУПА, каждая из которых представляет сигнал, состоящий из преамбулы и капсулы сообщения, причем начало передачи капсулы совпадает с концом порождения преамбулы.

3. По окончании передачи каждой из последовательностей проб ДОСТУПА ожидают ответного сообщения в течение временного интервала ожидания.

4. Если в течение интервала ожидания МС не получает ответного сообщения, то начинают передачу следующей пробы ДОСТУПА, причем мощность пробы увеличивают на определенную величину.

5. Если в течение определенного интервала получают ответное сообщение, то переходят в режим связи по назначенному каналу, и тем самым заканчивают процедуру ДОСТУПА.

6. Подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА также заканчивают.

Во время процедуры доступа на БС выполняют следующую последовательность операций.

7. Осуществляют поиск сигналов преамбулы канала доступа.

8. При обнаружении сигнала преамбулы демодулируют сообщение канала ДОСТУПА.

9. По окончании демодуляции сообщения проверяют достоверность демодуляции на основании определенного теста. Если тест подтверждает правильность принятия сообщения, то формируют и передают сообщение подтверждения ДОСТУПА для МС.

Описанная процедура предполагает передачу сообщения сразу после передачи преамбулы независимо от того, обнаружена или не обнаружена преамбула. Соответствующая структура пробы ДОСТУПА, представлена на фиг. 2. При такой структуре пробы, если поиск преамбулы закончился неудачно (с ошибкой при оценке зашумленного сигнала), то демодуляция будет произведена неправильно. Следовательно, мощность передачи капсулы сообщения расходуется напрасно, при этом создается помеха для других пользователей.

Даже если преамбула обнаружена правильно, то демодуляция капсулы может оказаться неудачной из-за перекрытия многочисленных профилей сигналов от разных пользователей, случайно вышедших по одному и тому же каналу доступа. Это приводит к необходимости передачи следующей пробы ДОСТУПА и, следовательно, дополнительному увеличению уровня помех.

Задача, которую решает предлагаемый способ, заключается в повышении вероятности успешного доступа при снижении мощности пробы, а также снижении вероятности "столкновения" сигналов от абонентов, случайно попавших в один и тот же канал ДОСТУПА.

Применение данного решения в сотовой системе связи CDMA приведет к значительному снижению мощности помех, создаваемых пользователями, осуществляющими доступ в систему связи, и сокращению времени доступа. Это позволит повысить емкость системы и снизить повременную абонентскую плату за услуги, предоставляемые пользователям.

Для решения этой задачи в способ произвольного доступа абонентов МС, заключающийся в том, что на МС, осуществляющей доступ в систему связи,

выбирают канал ДОСТУПА, выполняют попытку ДОСТУПА, передавая последовательности проб ДОСТУПА, причем каждая проба ДОСТУПА содержит преамбулу, по окончании передачи капсулы ожидают сообщения подтверждения ДОСТУПА в течение определенного временного интервала, если не получают сообщения подтверждения ДОСТУПА, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивают на определенную величину, если в течение определенного интервала времени получают ответное сообщение, то переходят в режим связи по назначенному каналу, и тем самым заканчивают процедуру ДОСТУПА, во время процедуры доступа на БС осуществляют поиск сигналов преамбулы канала доступа, при обнаружении сигнала преамбулы демодулируют сообщение канала ДОСТУПА, по окончании демодуляции сообщения проверяют достоверность демодуляции на основании определенного теста, если тест подтверждает правильность принятия сообщения, то формируют и передают сообщение подтверждения ДОСТУПА для МС, дополнительно вводят следующие операции: на МС канал доступа выбирают в зависимости от длительности сообщения ДОСТУПА, при передаче каждой пробы выбирают случайным образом вид преамбулы, определяемый последовательностью разнесенных временных интервалов передачи преамбулы, передают сигнал преамбулы в разнесенных временных интервалах, соответствующих данному виду, ожидая от БС ответного сообщения обнаружения преамбулы, если не получают ответного сообщения обнаружения преамбулы, адресованного данному абоненту, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивают на определенную величину, если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с разрешением передачи, то посылают на БС капсулу сообщения ДОСТУПА, если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с передаточной на другой канал ДОСТУПА и указанием времени передачи, то передают капсулу сообщения в передаточном канале в указанное время, по окончании передачи капсулы сообщения ожидают сообщения подтверждения ДОСТУПА в течение определенного временного интервала, если в течение определенного временного интервала не получают сообщения подтверждения ДОСТУПА, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивается на определенную величину, если в течение определенного интервала получают ответное сообщение, то переходят в режим связи по назначенному каналу, и тем самым заканчивают процедуру ДОСТУПА, во время процедуры доступа на БС выполняют следующую последовательность операций:

1. Выбирают канал доступа в зависимости от длительности сообщения ДОСТУПА.
2. Выполняют попытку доступа, передавая последовательность проб ДОСТУПА, каждая из которых состоит из преамбулы или преамбулы и капсулы сообщения, разнесенных по времени.
3. При передаче каждой пробы выбирают случайным образом вид преамбулы, определяемый последовательностью разнесенных временных интервалов передачи преамбулы.
4. Передают сигнал преамбулы в разнесенных временных интервалах, соответствующих данному виду.
5. Ожидают от БС ответного сообщения обнаружения преамбулы.
6. Если не получают ответного сообщения обнаружения преамбулы, адресованного данному абоненту, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивают на определенную величину.
7. Если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с разрешением передачи, то посылают на БС капсулу сообщения ДОСТУПА.
8. Если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с передаточной на другой канал ДОСТУПА и указанием времени передачи, то передают капсулу сообщения в передаточном канале в указанное время.
9. По окончании передачи капсулы сообщения ожидают сообщения подтверждения ДОСТУПА в течение определенного временного интервала.
10. Если в течение определенного временного интервала не получают сообщения подтверждения ДОСТУПА, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивается на определенную величину.
11. Если в течение определенного интервала получают ответное сообщение, то переходят в режим связи по назначенному каналу, и тем самым заканчивают процедуру ДОСТУПА.
12. Осуществляют поиск сигналов преамбулы канала доступа каждого из видов, причем обнаружение сигнала каждого из видов преамбулы рассматривают как обнаружение сигнала по крайней мере одного пользователя, определяют уровни обнаруженных сигналов, передают сообщения, адресованные этим пользователям, причем в зависимости от уровней сигналов соответствующим пользователям передают либо ответное сообщение с разрешением передачи в данном канале ДОСТУПА, либо сообщение с передаточной на один из свободных каналов ДОСТУПА и указанием времени

передачи капсулы сообщения ДОСТУПА, причем выбор свободных каналов и времени передачи капсулы определяют в зависимости от длительности сообщения.

Предлагаемый способ можно описать как последовательность операций, а именно операции на МС, осуществляющей доступ в систему связи:

1. Выбирают канал доступа в зависимости от длительности сообщения ДОСТУПА.
2. Выполняют попытку доступа, передавая последовательность проб ДОСТУПА, каждая из которых состоит из преамбулы или преамбулы и капсулы сообщения, разнесенных по времени.
3. При передаче каждой пробы выбирают случайным образом вид преамбулы, определяемый последовательностью разнесенных временных интервалов передачи преамбулы.
4. Передают сигнал преамбулы в разнесенных временных интервалах, соответствующих данному виду.
5. Ожидают от БС ответного сообщения обнаружения преамбулы.
6. Если не получают ответного сообщения обнаружения преамбулы, адресованного данному абоненту, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивают на определенную величину.
7. Если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с разрешением передачи, то посылают на БС капсулу сообщения ДОСТУПА.
8. Если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с передаточной на другой канал ДОСТУПА и указанием времени передачи, то передают капсулу сообщения в передаточном канале в указанное время.
9. По окончании передачи капсулы сообщения ожидают сообщения подтверждения ДОСТУПА в течение определенного временного интервала.
10. Если в течение определенного временного интервала не получают сообщения подтверждения ДОСТУПА, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивается на определенную величину.
11. Если в течение определенного интервала получают ответное сообщение, то переходят в режим связи по назначенному каналу, и тем самым заканчивают процедуру ДОСТУПА.
12. Осуществляют поиск сигналов преамбулы канала доступа каждого из видов, причем обнаружение сигнала каждого из видов преамбулы рассматривают как обнаружение сигнала по крайней мере одного пользователя.
13. Определяют уровни обнаруженных сигналов.

14. Передают сообщения, адресованные этим пользователям, прием в зависимости от уровней сигналов соответствующим пользователям передают:

- либо ответное сообщение с разрешением передачи на данном канале ДОСТУПА,
- либо сообщение с пересервисацией на один из свободных каналов ДОСТУПА и указанием времени передачи капсулы сообщения ДОСТУПА, причем выбор свободных каналов и времени передачи капсулы определяют в зависимости от длительности сообщения.

15. Осуществляют демодуляцию сообщений каналов ДОСТУПА, по окончании которой проверяют достоверность демодуляции на основании определенного теста. Если тест подтверждает правильность принятого сообщения, то формируют ответное сообщение для МС, осуществляющих доступ.

Перечень чертежей.

Фиг. 1 - блок-схема устройства для реализации предлагаемого способа (пример).

Фиг. 2 - структура пробы ДОСТУПА в прототипе.

Фиг. 3 - структура пробы ДОСТУПА в предлагаемом способе.

Фиг. 4 - алгоритм работы блока формирования преамбулы.

Фиг. 5 - временные диаграммы работы канала ДОСТУПА на БС.

Фиг. 6 - пример реализации блока обнаружения сигнала преамбулы.

Фиг. 7 - пример установления очередности передачи сообщений.

Фиг. 8 - пример "столкновения" сигналов от двух абонентов в процессе произвольного доступа при использовании способа-прототипа.

Фиг. 9 - пример устранения "столкновения" сигналов от двух абонентов в процессе произвольного доступа при использовании заявляемого способа.

Пример реализации заявляемого способа. Заявляемый способ реализован с помощью устройства, показанного на фиг. 1, где обозначено:

- 1 - блок формирования сообщения,
- 2 - блок формирования преамбулы,
- 3 - блок объединения,
- 4 - генератор ПСП,
- 5 - модулятор,
- 6 - канал распространения,
- 7 - блок обнаружения сигнала преамбулы,
- 8 - демодулятор,
- 9 - блок обработки сообщения.

Передатчик канала доступа на МС содержит блок формирования сообщения 1 и блок формирования преамбулы 2, выходы которых соединены с входом блока объединения 3. Выход блока объединения 3 соединен с входом модулятора 5, второй вход которого соединен с выходом генератора ПСП 4.

Приемник канала доступа на БС содержит блок обнаружения сигнала преамбулы 7, с выхода которого сигнал поступает на формирователь сообщения передатчика БС, демодулятор 8 и блок обработки сообщения 9, вход которого соединен с выходом демодулятора 8. Выход демодулятора 8 и вход блока обнаружения сигнала преамбулы 7 объединены, и на объединенный вход сигнал поступает через канал распространения 6 с передатчика канала доступа на МС.

Описанное устройство отличается от известного устройства реализацией способа-прототипа, выполнением блоков формирования преамбулы 2 и блока обнаружения преамбулы 7.

С использованием описанного устройства МС выполняет процедуру ДОСТУПА. Цель процедуры доступа проинформировать БС о запросе на обслуживание и получить от нее необходимую информацию для дальнейшего обслуживания. Для выполнения процедуры произвольного доступа в системе связи CDMA помимо информационных каналов существует набор специальных обратных каналов ДОСТУПА, каждому из которых соответствует определенный длинный код.

В сотовой системе связи CDMA (прототипе) БС осуществляет непрерывную передачу по пилот- и синхронизационным сигналам, необходимых для вхождения МС в режим синхронизации с системой единого времени, а также периодическую передачу служебных сообщений по каналу оповещения для передачи МС системной информации, в том числе информации о количестве и параметрах каналов ДОСТУПА.

До начала выполнения процедуры доступа МС входит в режим синхронизации с системой единого времени. С этой целью используются сигналы пилот- и синхронизационных. Затем МС по каналу оповещения получает необходимую информацию о количестве и параметрах каналов ДОСТУПА, предоставляемых данной базовой станцией. После этого МС выбирает один из каналов ДОСТУПА. В соответствии с заявляемым способом МС выбор канала доступа основывается на длительности сообщения, которое МС собирается передавать. Например, МС случайным образом выбирает канал из группы каналов, соответствующей данной длительности сообщения. Выбрав канал, МС формирует соответствующий длинный код, а также сообщение ДОСТУПА, которое содержит информацию, необходимую БС для идентификации данной МС и назначения ей канала связи. Затем МС готовится к передаче пробы ДОСТУПА.

Структура пробы ДОСТУПА, соответствующая заявляемому способу, представлена на фиг. 3. Преамбула формируется и передается только в течение последовательности интервалов, разнесенных во времени.

Последовательность интервалов передачи сигнала во время преамбулы образует определенный вид преамбулы. Очевидно, что таких видов может быть несколько, скажем N. При определении вида преамбулы можно руководствоваться следующими соображениями. Допустим, радиус соты составляет 10 км. При этом максимальное значение удвоенной задержки распространения сигнала в канале составляет 0.067 мс. Ширину кусочка преамбулы следует выбрать из условия  $\gg 0.067$  мс, например 1.25 мс. При этом условии при приеме на БС интервалы передачи преамбул различных видов могут перекрываться не более чем на 0.067/1.25=5%. Следовательно, повышение уровня взаимной корреляции между преамбулами разного вида составляет не более чем 5%. Пусть, например, длительность преамбулы составляет 3 фрейма при длительности фрейма 10 мс. Следовательно,

на длине преамбулы укладываются 24 "кусочка" преамбулы. Если преамбула одной MC состоит из 4-х "кусочков", равномерно размещенных по всей длине преамбулы, то на всей длине преамбулы мы можем разместить 6 видов преамбулы. Преамбулы различных видов будут отличаться сдвигом во времени "кусочков" относительно друг друга (см. фиг. 3).

Перед началом передачи преамбулы MC выбирает случайным образом один из N видов преамбулы и запоминает выбранный номер. Алгоритм работы блока формирования преамбулы 2 можно представить так, как показано на фиг. 4.

Приемник канала ДОСТУПА на БС осуществляет поиск каждого из N видов преамбулы. Пример временной диаграммы работы приемника канала ДОСТУПА на БС приведен на фиг. 5.

Если по окончании поиска БС обнаруживает сигнал преамбулы какого-либо из N видов, то она передает ответное сообщение, адресованное абонентам, выходящим на связь с данным видом преамбулы.

БС не передает ответного сообщения, адресованного абонентам, выходящим на связь с теми видами преамбул, которые не обнаружены по окончании поиска.

Адресация ответного сообщения может быть выполнена, например, указанием в ответном сообщении номеров видов преамбул, которые БС обнаружила, или каким-либо другим способом.

Абоненты, не получившие адресованного им сообщения, начинают передачу преамбулы следующей пробы ДОСТУПА. При этом мощность пробы увеличивается, а вид преамбулы снова определяется случайным образом.

Пример реализации блока обнаружения сигнала преамбулы представлен на фиг. 6, где обозначено: согласованный фильтр 10, блок накопления 11, блок принятия решения 12.

Входной сигнал обрабатывается в согласованном фильтре 10. С выхода согласованного фильтра 10 сигнал поступает на входы 2 блоков накопления 11, каждый из которых осуществляет накопление сигнала на временных интервалах, соответствующих данному виду преамбулы. Результат накопления в каждом блоке накопления 11 сравнивается с порогом, принимается решение об обнаружении преамбулы каждого из N видов в блоке принятия решения 12. БС запоминает номера обнаруженных видов преамбулы и использует их при передаче ответного сообщения.

БС может устанавливать очередность передачи сообщений ДОСТУПА, передавая соответствующую информацию в ответном сообщении. В заявляемом решении предусмотрена возможность передачи нескольких сообщений от разных MC по одному каналу доступа в течение одного временного слота друг за другом. Для того чтобы осуществить такую передачу БС должна оценить длительность приходящих сообщений. С этой целью все каналы доступа делятся на несколько групп, по длине сообщения доступа, передаваемого MC, например, на три. Значения длительностей сообщений, передаваемых в каналах каждой группы относятся, например, как 1:1.5:3. При

этом длина слота канала доступа всех групп определяется суммой длительностей преамбулы, интервала ожидания и максимальной капсулы сообщения. Перед началом передачи пробы MC определяет длительность своего сообщения и выбирает соответствующий канал доступа. Например, если капсула сообщения какой-либо MC не превышает одной трети от максимальной длительности, то данная MC выбирает случайным образом один из каналов доступа первой группы. Если капсула сообщения MC не превышает половины максимальной, то она выбирает один из каналов ДОСТУПА второй группы, в противном случае MC выбирает канал из третьей группы.

Распределение каналов по группам известно на БС. Таким образом, БС располагает информацией о свободных каналах доступа и о длине капсулы сообщения, передаваемого MC с данным видом преамбулы. На основании этой информации БС формирует ответное сообщение, адресованное абонентам, обнаруженным при поиске преамбулы. В этом сообщении абонентам, имеющим данный вид преамбулы, сообщается номер канала доступа и время начала передачи капсулы сообщения. При этом в одном канале могут передаваться три сообщения, соответствующие первой группе или два сообщения, соответствующие второй группе, или одно сообщение, соответствующее третьей группе.

У сообщений, передаваемых со значительной задержкой, может произойти нарушение синхронизации, поэтому в состав их капсулы включается короткая преамбула, которая предназначена для поиска сигнала в малой области задержки, обнаруженных при передаче первой преамбулы.

Пример размещения сообщений в каналах различных групп представлен на фиг. 7. В приведенном на фиг. 7 примере в первом слоте канала третьей группы передается одно сообщение третьей группы, а во втором слоте этого же канала передаются три сообщения первой группы. В первом слоте канала второй группы передаются два сообщения второй группы, а во втором слоте этого же канала передается одно сообщение третьей группы. В первом слоте канала первой группы передаются три сообщения первой группы, а во втором слоте этого же канала передается одно сообщение третьей группы.

Таким образом, заявляемое решение позволяет повысить эффективность использования каналов доступа. В прототипе количество каналов доступа должно быть значительно больше, чем число MC, выходящих в эфир. В результате данный ресурс расходуется неэффективно, потому что большую часть времени ряд демодуляторов не участвует в работе. В то же время при приходе в один канал сообщений от двух MC эти MC создают друг другу помеху что приводит к пропуску по крайней мере одного из этих сообщений. Пример "столкновения" сигналов от двух абонентов в процессе произвольного доступа при использовании способа прототипа показан на фиг. 8.

В заявляемом способе для каналов, в которые попадают сообщения от двух MC, предусмотрена процедура распределения по всем свободным каналам ДОСТУПА. При этом наиболее мощной MC разрешается



передавать сообщение в текущем канале. Для остальных МС ищут свободные каналы доступа. И их сообщения передаются по этим каналам. Бывает, если таких каналов не хватает, то в некоторых каналах передаются друг за другом капсулы нескольких сообщений. В результате в работе всегда будет участвовать столько демодуляторов, сколько обнаружено видов преамбул. При приходе в один канал сообщений от нескольких МС эти МС будут распределены по разным каналам или по времени в одном канале и не создадут друг другу помеху. Пример устранения "столкновения" сигналов от двух абонентов в процессе произвольного доступа при использовании заявляемого способа показан на фиг. 9.

Использование заявляемого способа повышает вероятность успешного доступа при снижении мощности пробы, а также снижение вероятности "столкновения" сигнала от абонентов, случайно попавших в один и тот же канал ДОСТУПА. Это достигается следующим образом.

- Сигнал преамбулы передается только в течение последовательности разнесенных во времени интервалов, причем перед началом передачи мобильные абоненты случайным образом выбирают одну из таких последовательностей.

- Преамбула передается в течение разнесенных временных интервалов. Это позволяет, во-первых, компенсировать влияние фидinga, и тем самым увеличить вероятность обнаружения при той же мощности сигнала, во-вторых, отличать преамбулы от различных пользователей, и, используя эту информацию, устранять "столкновения" сигналов от различных пользователей.

- Водится временной интервал ожидания ответного сообщения между преамбулой и капсулой сообщения, это позволяет сократить избыточную мощность сигнала, передаваемого во время доступа.

- При выборе канала доступа на МС учитывается длительность передаваемого сообщения. Это позволяет на БС "уплотнить" сообщения, распределяя их между различными каналами, повышая тем самым эффективность использования каналов связи.

Сопоставительный анализ способа произвольного доступа абонентов МС с прототипом показывает, что предлагаемое изобретение существенно отличается от прототипа, так как приводит к значительному снижению мощности помех, создаваемых пользователями, осуществляющими доступ к системе связи, и сокращению времени доступа. Это позволяет повысить емкость системы и снизить повременную абонентскую плату за услуги, предоставляемые пользователями.

Сопоставительный анализ заявляемого способа с другими техническими решениями в данной области техники не позволил выявить признаки, заявленные в отличительной части формулы изобретения. Это позволяет сделать вывод о том, что заявляемый способ произвольного доступа абонентов МС сотовой связи ССМА отвечает критериям "новизна", "изобретательский уровень" и "промышленная применимость".

### Формула изобретения:

Способ произвольного доступа абонентов

мобильной станции, заключающийся в том, что на мобильной станции, осуществляющей доступ в систему связи, выбирают канал ДОСТУПА, выполняют попытку ДОСТУПА, передавая последовательность проб ДОСТУПА, причем каждая проба ДОСТУПА содержит преамбулу, по окончании передачи капсулы ДОСТУПА ожидают сообщения подтверждения ДОСТУПА в течение определенного временного интервала, если не получают сообщения подтверждения ДОСТУПА, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных мобильной станцией (МС) время процедуры, если она превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивают на определенную величину, если в течение определенного интервала времени получают сообщения подтверждения ДОСТУПА, то переходят в режим связи по назначенному каналу, и тем самым заканчивают процедуру ДОСТУПА, во время процедуры доступа на базовой станции осуществляют поиск сигналов преамбулы канала доступа, при обнаружении сигнала преамбулы демодулируют сообщения канала ДОСТУПА, по окончании демодуляции сообщения проверяют достоверность демодуляции на основании определенного теста, если тест подтверждает правильность принятия сообщения, то формируют и передают сообщение подтверждения ДОСТУПА для мобильной станции, отличающийся тем, что на мобильной станции канал доступа выбирают в зависимости от длительности сообщения ДОСТУПА, при передаче каждой пробы выбирают случайным образом вид преамбулы, определяющей последовательность разнесенных временных интервалов передачи преамбулы, передают сигнал преамбулы в разнесенных временных интервалах, соответствующих данному виду, ожидают от базовой станции ответного сообщения обнаружения преамбулы, если не получают ответное сообщение обнаружения преамбулы, адресованное данному абоненту, то подсчитывают количество проб ДОСТУПА, переданных МС во время процедуры, если оно превышает некоторое заданное число, то процедуру ДОСТУПА заканчивают, в противном случае начинают передачу следующей пробы, причем мощность пробы увеличивают на определенную величину, если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с разрешением передачи, то посылают на базовую станцию капсулу ДОСТУПА, если получают адресованное данному абоненту ответное сообщение обнаружения преамбулы с перераспределением на другой канал ДОСТУПА, и указанием времени передачи, то передают капсулу ДОСТУПА в перераспределенном канале в указанное время, во время процедуры доступа на базовой станции поиск сигналов преамбулы канала доступа осуществляют для каждого из видов, причем обнаружение сигнала каждого из видов преамбулы рассматривают как обнаружение сигнала по крайней мере одного пользователя, определяют уровни обнаруженных сигналов, передают сообщения, адресованные этим пользователям, причем в зависимости от

RU 2 1 6 8 2 7 8 C 2

уровней сигналов соответствующим пользователям передают либо ствение сообщение с разрешением передачи в данном канале ДОСТУПА, либо сообщение с переадресацией на один из свободных

каналов ДОСТУПА и указанием времени передачи капсулы ДОСТУПА, причем выбор свободных каналов и времени передачи капсулы ДОСТУПА определяют в зависимости от длительности сообщения.

5

10

15

20

25

30

35

40

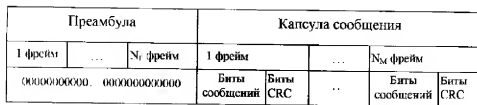
45

50

55

60

RU 2 1 6 8 2 7 8 C 2



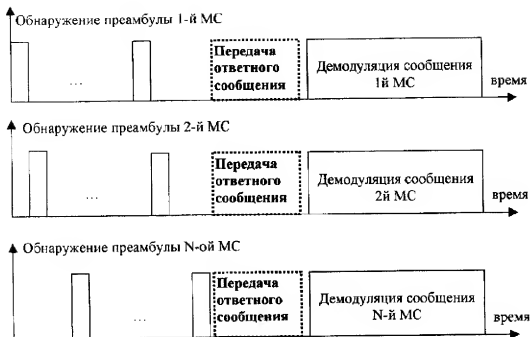
Фиг. 2



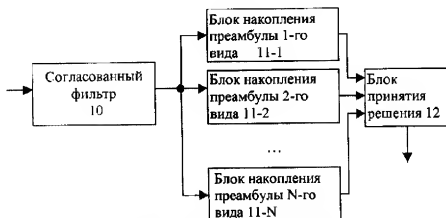
Фиг. 3



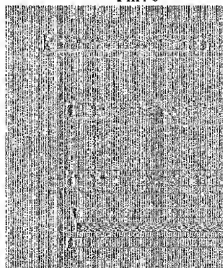
Фиг. 4.

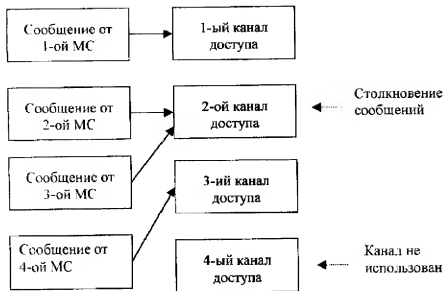


Фиг. 5

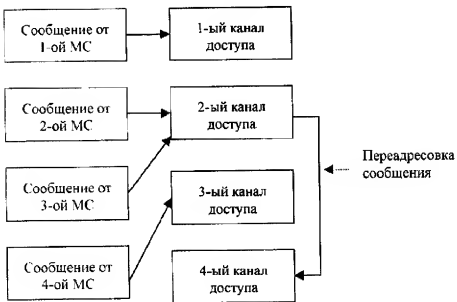


Фиг. 6





Фиг. 8



Фиг. 9



## INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification 7 : H04J 13/00, H04Q 7/30, H04B 7/26		A1	(11) International Publication Number: WO 00/62456
			(43) International Publication Date: 19 October 2000 (19.10.00)
(21) International Application Number: PCT/KR00/00345		(81) Designated States: AU, BR, CA, CN, IL, IN, JP, RU, European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).	
(22) International Filing Date: 12 April 2000 (12.04.00)			
(30) Priority Data: 1999/13610 12 April 1999 (12.04.99) KR 1999/19080 26 May 1999 (26.05.99) KR 1999/27355 7 July 1999 (07.07.99) KR 1999/27398 8 July 1999 (08.07.99) KR		Published <i>With international search report.</i>	
(71) Applicant: SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD. [KR/KR]; 416, Maetan-dong, Paldal-gu, Suwon-shi, Kyungki-do 442-370 (KR).			
(72) Inventors: PARK, Chang-Soo; 191-26, Chonho 3-dong, Kangdong-gu, Seoul 134-023 (KR). AHN, Jae-Min; Puleun Samho Apt. #109-303 Irwonpon-dong, Kangnam-gu, Seoul 135-239 (KR). LEE, Hyun-Woo; Byoksan Apt. #806-901 Kwonson-dong, Kwonson-gu, Suwon-shi, Kyonggi-do 441-390 (KR).			
(74) Agent: LEE, Keon-Joo; Mihwa Building 110-2, Myongryun-dong 4-ga, Chongro-gu, Seoul 110-524 (KR).			
(54) Title: APPARATUS AND METHOD FOR GATED TRANSMISSION IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM			
(57) Abstract			
<p>A method and device for gating the transmission of dedicated control channels in a CDMA communication system is disclosed. In the device and method, if a base station (mobile station) determines whether there is no data to transmit to a mobile station (base station) for predetermined period of time, the base station (mobile station) gates transmission of control information according to a predetermined pattern on a dedicated control channel, which is used for transmitting control information to the mobile station (base station). Control information transmitted from the base station to the mobile station includes Transport Format Combination Indicator (TFCI), Transmit Power Control (TPC), and a pilot symbol. Control information transmitted from the mobile station to the base station includes TFICI, TPC, a pilot symbol, and Feedback Information (FBI) for information about a transmit diversity antenna system. In a downlink DPCC, transmission of the TFICI, TPC and pilot symbol of the predetermined <math>n</math> slots out of total slots of frame can be transmitted discontinuously during gated transmission. Alternatively, transmission of a pilot symbol of the predetermined <math>n</math> slots and TFICI and TPC of <math>(n+1)</math>th slots can be transmitted discontinuously. In an uplink DPCC, transmission of all the TFICI, TPC, FBI and pilot symbol of a specific slot are transmitted discontinuously during gated transmission. In addition, transmission of TPC for power control can be continuously transmitted for full rate power control when the traffic data is for transmission.</p>			

**FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY**

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AL	Albania	ES	Spain	LS	Lesotho	SI	Slovenia
AM	Armenia	FI	Finland	LT	Lithuania	SK	Slovakia
AT	Austria	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Senegal
AU	Australia	GA	Gabon	LV	Latvia	SZ	Swaziland
AZ	Azerbaijan	GB	United Kingdom	MC	Monaco	TD	Chad
BA	Bosnia and Herzegovina	GE	Georgia	MD	Republic of Moldova	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tajikistan
BE	Belgium	GN	Guinea	MK	The former Yugoslav Republic of Macedonia	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Greece			TR	Turkey
BG	Bulgaria	HU	Hungary	ML	Mali	TT	Trinidad and Tobago
BJ	Benin	IE	Ireland	MN	Mongolia	UA	Ukraine
BR	Brazil	IL	Israel	MR	Mauritania	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Iceland	MW	Malawi	US	United States of America
CA	Canada	IT	Italy	MX	Mexico	UZ	Uzbekistan
CF	Central African Republic	JP	Japan	NE	Niger	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NL	Netherlands	YU	Yugoslavia
CH	Switzerland	KG	Kyrgyzstan	NO	Norway	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Democratic People's Republic of Korea	NZ	New Zealand		
CM	Cameroon			PL	Poland		
CN	China	KR	Republic of Korea	PT	Portugal		
CU	Cuba	KZ	Kazakhstan	RO	Romania		
CZ	Czech Republic	LC	Saint Lucia	RU	Russian Federation		
DE	Germany	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DK	Denmark	LK	Sri Lanka	SE	Sweden		
EE	Estonia	LR	Liberia	SG	Singapore		

**APPARATUS AND METHOD FOR GATED TRANSMISSION  
IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM**

5

**BACKGROUND OF THE INVENTION**

10

**1. Field of the Invention**

The present invention relates generally to a CDMA mobile communication system, and in particular, to an apparatus and method for gated transmission which does not require a separate resynchronization process by assigning dedicated channels.

20

**2. Description of the Related Art**

A conventional CDMA (Code Division Multiple Access) mobile communication system primarily provides a voice service. However, the future CDMA mobile communication system will support the IMT-2000 standard, which can provide high-speed data service as well as voice service. More specifically, the IMT-2000 standard can provide high-quality voice service, moving picture service, an Internet search service, etc.

In a mobile communication system, data communication is typically characterized by bursts of data transmissions alternating with long non-transmission periods. The bursts of data are referred to as "packets" or "packages" of data. In the future mobile communication system, traffic data is transmitted over a dedicated traffic channel for a data transmission duration, and the dedicated traffic channel is maintained for a predetermined time even when the base station and the mobile station have no traffic data to transmit. The mobile communication system, after finishing transmitting traffic data over the dedicated traffic channel,



- 2 -

maintains the down link and up link channels between the base station and the mobile station for a predetermined time even though there is no traffic data to transmit. This is done in order to minimize the time delay due to sync reacquisition when there is traffic data to transmit.

5

The invention will be described with reference to a UTRA (UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) Terrestrial Radio Access) mobile communication system. Such a mobile communication system requires many states according to channel assignment circumstances and state information existence/nonexistence in order to provide a packet data service as well as a voice service. For example, a state transition diagram for a cell connected state, a user data active substate and a control-only substate are well defined in 3GPP RAN TS S2 series S2.03, 99. 04.

15

FIG. 1A shows state transition in the cell connected state of the mobile communication system. Referring to FIG. 1A, the cell connected state includes a paging channel (PCH) state, a random access channel (RACH)/downlink shared channel (DSCH) state, a RACH/forward link access channel (FACH) state, and a dedicated channel (DCH)/DCH, DCH/DCH+DSCH, DCH/DSCH+DSCH Ctrl (Control Channel) state.

20

25

FIG. 1B shows a user data active substate and a control-only substate of the DCH/DCH, DCH/DCH+DSCH, DCH/DSCH+DSCH Ctrl state. It should be noted that the novel gated transmission device and method is applied to a situation which has no traffic data for a predetermined time.

30

35

The existing CDMA mobile communication system, which mainly provides voice service, releases a channel after completion of data transmission and connects the channel again when there is further data to transmit. However, when providing packet data service as well as voice service, the conventional data transmission method has many delaying factors such as reconnection delay, thus making it difficult to provide high-quality service. Therefore, to provide packet data service as well as voice service, an improved data transmission method is required. For example, in many cases, data transmission is performed intermittently, such as for Internet access and file downloading. Therefore, there occurs a non-transmission period between transmissions of packet data. During this period, the

conventional data transmission method releases or maintains the dedicated traffic (or data) channel. If the dedicated traffic channel is released, a long time is required in order to reconnect the channel, and, if the dedicated traffic channel is maintained, channel resources are wasted and reverse power is wasted. To solve such problems, a dedicated control channel is provided between the base station and the mobile station so that for the data transmission period, a control signal related to the dedicated traffic channel is exchanged and for the non-transmission period, the dedicated traffic channel is released and only the dedicated control channel is maintained. Such a state is referred to as the "control-only substate".

A downlink (or forward link) for transmitting signals from the base station to the mobile station includes the following physical channels. A description of the physical channels which depart from the scope of the invention will be avoided for simplicity. The physical channels involved in the invention include a dedicated physical control channel (hereinafter, referred to as DPCCCH) in which pilot symbols are included for sync acquisition and channel estimation, and a dedicated physical data channel (hereinafter, referred to as DPDCH) for exchanging traffic data with a specific mobile station. The downlink DPDCH includes the traffic data, and the downlink DPCCCH includes, at each slot (or power control group), transport format combination indicator (hereinafter, referred to as TFCI) which is information about the format of transmission data, transmit power control (hereinafter, referred to as TPC) information which is a power control command, and control information such as the pilot symbols for providing a reference phase so that a receiver (the base station or the mobile station) can compensate the phase. The DPDCH and the DPCCCH are time multiplexed within one power control group in down link, and the DPDCH and the DPCCCH are separated by orthogonal codes each other in up link.

For reference, the invention will be described with reference to the case where the frame length is 10msec and each frame includes 16 power control groups, i.e., each power control group has a length of 0.625msec. Alternatively, the invention will also be described with reference to another case where the frame length is 10msec and each frame includes 15 power control groups, i.e., each power control group has a length of 0.667msec. It will be assumed herein that the power control group (0.625msec or 0.667msec) has the same time period as the slot (0.625msec or 0.667msec). The power control group (or slot) is comprised of pilot

symbol, traffic data, transmission data-related information TFCI, and power control information TPC in down link. The values stated above are given by way of example only.

FIG. 2A shows a slot structure including the downlink DPDCH and DPCCH. In FIG 2A, although the DPDCH is divided into traffic data 1 (Data1) and traffic data 2 (Data2), there is a case where the traffic data 1 does not exist and only the traffic data 2 exists according to the types of the traffic data. Table 1 below shows the symbols constituting the downlink DPDCH/DPCCH fields, wherein the number of TFCI, TPC and pilot bits in each slot can vary according to a data rate and a spreading factor.

Unlike the downlink DPDCH and DPCCH, uplink DPDCH and DPCCH for transmitting signals from the mobile station to the base station are separated by channel separation codes.

FIG. 2B shows a slot structure including the uplink DPDCH and DPCCH. In FIG. 2B, the number of TFCI, FBI, TPC and pilot bits can vary according to the service being provided (which changes the type of the traffic data), or because of transmit antenna diversity, or because of a handover circumstance. The FBI (FeedBack Information) is information that the mobile station requests about the antennas at the base station, when the base station uses the transmit diversity antennas. Tables 2 and 3 below show the symbols constituting the uplink DPDCH and DPCCH fields, respectively.

[Table 1] Downlink DPDCH/DPCCH Fields

Channel Bit Rate (kbps)	Channel Symbol Rate (ksps)	SF	Bits/Frame			Bits/Slot	DPDCH Bits/Slot		DPCCH Bits/Slot		
			DPDCH	DPCCH	TOT		$N_{data1}$	$N_{data2}$	$N_{TFCI}$	$N_{TPC}$	$N_{pilot}$
16	8	512	64	96	160	10	2	2	0	2	4
16	8	512	32	128	160	10	0	2	2	2	4
32	16	256	160	160	320	20	2	8	0	2	8
32	16	256	128	192	320	20	0	8	2	2	8
64	32	128	480	160	640	40	6	24	0	2	8
64	32	128	448	192	640	40	4	24	2	2	8
128	64	64	1120	160	1280	80	14	56	0	2	8
128	64	64	992	288	1280	80	6	56	8	2	8

- 5 -

256	128	32	2400	160	2560	160	30	120	0	2	8
256	128	32	2272	288	2560	160	22	120	8	2	8
512	256	16	4832	288	5120	320	62	240	0	2	16
512	256	16	4704	416	5120	320	54	240	8	2	16
1024	512	8	9952	288	10240	640	126	496	0	2	16
1024	512	8	9824	416	10240	640	118	496	8	2	16
2048	1024	4	20192	288	20480	1280	254	1008	0	2	16
2048	1024	4	20064	416	20480	1280	246	1008	8	2	16

[Table 2] Uplink DPDCH Fields

Channel Bit Rate (kbps)	Channel Symbol Rate (ksps)	SF	Bits/Frame	Bits/Slot	N <sub>max</sub>
16	16	256	160	10	10
32	32	128	320	20	20
64	64	64	640	40	40
128	128	32	1280	80	80
256	256	16	2560	160	160
512	512	8	5120	320	320
1024	1024	4	10240	640	640

5

[Table 3] Uplink DPCCH Fields

Channel Bit Rate (kbps)	Channel Symbol Rate (ksps)	SF	Bits/Frame	Bits/Slot	N <sub>max</sub>	N <sub>TRC</sub>	N <sub>TRCA</sub>	N <sub>TRC</sub>
16	16	256	160	10	6	2	2	0
16	16	256	160	10	8	2	0	0
16	16	256	160	10	5	2	2	1
16	16	256	160	10	7	2	0	1
16	16	256	160	10	6	2	0	2
16	16	256	160	10	5	1	2	2

10 Tables 1 to 3 show an example where there exists one DPDCH which is a traffic channel, wherein SF denotes spreading factor. However, there may exist second, third and fourth DPDCHs according to the service types. Further, the downlink and uplink both may include several DPDCHs.

15 An exemplary hardware structure of the conventional mobile communication system (base station transmitter and mobile station transmitter) will be described below with reference to FIGS. 3A and 3B. Although the base station transmitter and mobile station transmitter will be described with reference to a case where there exist three DPDCHs, the number of DPDCHs is not limited.

FIG. 3A shows a structure of the conventional base station transmitter. Referring to FIG. 3A, multipliers 111, 121, 131 and 132 multiply a DPDCH signal and DPDCH<sub>1</sub>, DPDCH<sub>2</sub> and DPDCH<sub>3</sub> signals, which have undergone channel encoding and interleaving, by gain coefficients  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  and  $G_4$ , respectively. The gain coefficients  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  and  $G_4$  may have different values according to circumstances such as the service option and the handover. A multiplexer (MUX) 112 time-multiplexes the DPCCCH signal and the DPDCH<sub>1</sub> signal into the slot structure of FIG. 2A. A first serial-to-parallel (S/P) converter 113 distributes the output of the multiplexer 112 to an I channel and a Q channel. Second and third S/P converters 133 and 134 S/P-convert the DPDCH<sub>2</sub> and DPDCH<sub>3</sub> signals and distribute them to the I channel and the Q channel, respectively. The S/P-converted I and Q channel signals are multiplied by channelization codes  $C_{ch1}$ ,  $C_{ch2}$  and  $C_{ch3}$  in multipliers 114, 122, 135, 136, 137 and 138, for spreading and channel separation. Orthogonal codes are used for the channelization codes.

The I and Q channel signals multiplied by the channelization codes in the multipliers 114, 122, 135, 136, 137 and 138 are summed by first and second summers 115 and 123, respectively. That is, the I channel signals are summed by the first summer 115, and the Q channel signals are summed by the second summer 123. The output of the second summer 123 is phase shifted by 90° by a phase shifter 124. A summer 116 sums an output of the first summer 115 and an output of the phase shifter 124 to generate a complex signal  $I+jQ$ . A multiplier 117 scrambles the complex signal with a PN sequence  $C_{scramb}$  which is uniquely assigned to each base station, and a signal separator 118 separates the scrambled signal into a real part and an imaginary part and distributes them to the I channel and the Q channel. The I and Q channel outputs of the signal separator 118 are filtered by lowpass filters 119 and 125, respectively, to generate bandwidth-limited signals. The output signals of the filters 119 and 125 are multiplied by carriers  $\cos\{2\pi f_c t\}$  and  $\sin\{2\pi f_c t\}$  in multipliers 120 and 126, respectively, to frequency shift the signals to a radio frequency (RF) band. A summer 127 sums the frequency-shifted I and Q channel signals.

FIG. 3B shows a structure of the conventional mobile station transmitter. Referring to FIG. 3B, multipliers 211, 221, 223 and 225 multiply a DPCCCH signal

- 7 -

and  $DPDCH_1$ ,  $DPDCH_2$  and  $DPDCH_3$  signals, which have undergone channel encoding and interleaving, by channelization codes (orthogonal codes)  $C_{ch1}$ ,  $C_{ch2}$ ,  $C_{ch3}$  and  $C_{ch4}$ , respectively, for spreading and channel separation. Orthogonal codes are used for the channelization codes. The output signals of the multipliers 211, 221, 223 and 225 are multiplied by gain coefficients  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  and  $G_4$  in multipliers 212, 222, 224 and 226, respectively. The gain coefficients  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  and  $G_4$  may have different values. The outputs of the multipliers 212 and 222 are summed by a first summer 213 and output as an I channel signal, and the outputs of the multipliers 224 and 226 are summed by a second summer 227 and output as a Q channel signal. The Q channel signal output from the second summer 227 is phase shifted by  $90^\circ$  in a phase shifter 228.

A summer 214 sums the output of the first summer 213 and the output of the phase shifter 228 to generate a complex signal  $I+jQ$ . A multiplier 215 scrambles the complex signal with a PN sequence  $C_{scramb}$  which is uniquely assigned to each station, and a signal separator 229 separates the scrambled signal into a real part and an imaginary part and distributes them to the I channel and the Q channel. The I and Q channel outputs of the signal separator 229 are filtered by lowpass filters 216 and 230, respectively, to generate bandwidth-limited signals. The output signals of the filters 216 and 230 are multiplied by carriers  $\cos\{2\pi f_c t\}$  and  $\sin\{2\pi f_c t\}$  in multipliers 217 and 231, respectively, to frequency shift the signals to a radio frequency (RF) band. A summer 218 sums the frequency-shifted I and Q channel signals.

A conventional transmission signal structure of the base station and the mobile station will be made below. FIG. 5A shows how to transmit the downlink DPCCCH and the uplink DPCCCH when transmission of the uplink DPDCH is discontinued when there is no data to transmit for a predetermined time which is called control-only substate. FIG. 5B shows how to transmit the downlink DPCCCH and the uplink DPCCCH when transmission of the downlink DPDCH is discontinued when there is no data to transmit. As illustrated in FIGS. 5A and 5B, the mobile station constantly transmits the uplink DPCCCH signal in spite of no DPDCH data in order to avoid a resynchronization acquisition process between the base station and the mobile station. When there is no traffic data to transmit for a long time, the base station and the mobile station make a transition to an RRC (Radio Resource

Control) connection release state (not shown in the FIGs.). In this state, transmission of the uplink DPCCH is discontinued, but the mobile station transmits pilot symbols and power control bits over the DPCCH until the transition is completed, thereby increasing interference in the uplink (or reverse link). The increase in interference of the uplink causes a decrease in the capacity of the uplink.

In the conventional method, although continuous transmission of the uplink DPCCH in the control-only substate is advantageous in that it is possible to avoid the sync reacquisition process in the base station, it creases an interference to the uplink and mobile station power consumption, causing a decrease in the capacity of the uplink. Further, in the downlink, continuous transmission of the uplink power control bits causes an increase in interference of the downlink and a decrease in the capacity of the downlink. Therefore, it is necessary to minimize the time required for the sync reacquisition process in the base station, to minimize the interference due to transmission of the uplink DPCCH and to minimize the interference and mobile station power consumption due to transmission of the uplink power control bits over the downlink.

## SUMMARY OF THE INVENTION

It is, therefore, an object of the present invention to provide a communication device and method for minimizing the time required for a sync reacquisition process between base station and mobile station, for minimizing the interference and power consumption of mobile station due to transmission of a uplink DPCCH, and for minimizing the interference due to transmission of uplink power control bits over a downlink when there is no data to transmit on DPDCH for predetermined time.

It is another object of the present invention to provide a device and method for gating a dedicated control channel (DPCCH) signal on a gated transmission unit basis in a mobile communication system, wherein the gated transmission unit is either identical to an actual slot unit or different from the actual slot unit.

It is further another object of the present invention to provide a device and method for locating a power control bit in the last slot of each frame to control the

power of the first slot of the next frame in a mobile communication system.

To achieve the above object, a base station (or mobile station) according to the present invention determines whether there is data to transmit to the mobile station (or base station) on DPDCH. When there is no data to transmit on DPDCH, the base station (or mobile station) gates transmission of control information according to a predetermined time period pattern within one frame on a dedicated control channel. Here, "gated transmission" refers to transmitting the control information included in the DPCCH only at a specific power control group (PCG)/slot (or PCGs/slots) according to a predetermined time pattern. Control information transmitted from the base station to the mobile station includes TFCI information about a format of transmission data, TPC information for power control, and a pilot symbol. Control information transmitted from the mobile station to the base station includes TFCI information about a format of transmission data, TPC information for power control, a pilot symbol, and FBI information for requesting information about a phase difference between two antennas when the base station uses transmit diversity antenna. In a downlink DPCCH, the TFCI, TPC and pilot symbol in an  $n$  predetermined-power control group (or one slot) can be discontinuously transmitted in a frame during gated transmission. Alternatively, the pilot symbol in a predetermined  $n$ th power control group (or slot) and TFCI and TPC in  $(n+1)$ th power control group can be discontinuously transmitted in a frame. In an uplink DPCCH, the TFCI, TPC, FBI and pilot symbol in a specific power control group (or slot) are discontinuously transmitted during gated transmission. If there is a short data to transmit on DPDCH in gated transmission mode, the power control bit can be transmitted in all slot during transmit the short data. Further, a gating pattern for the downlink control information and a gating pattern for the uplink control information have an offset so that gating should occur at different time points.

#### **BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS**

The above and other objects, features and advantages of the present invention will become more apparent from the following detailed description when taken in conjunction with the accompanying drawings in which:

FIG. 1A is a state transition diagram for a packet data service;



- 10 -

FIG. 1B is a state transition diagram between a user data active substate and a control-only substate of the DCH/DCH state;

FIG. 2A is a diagram illustrating a slot structure of downlink DPDCH and DPCCH;

5 FIG. 2B is a diagram illustrating a slot structure of uplink DPDCH and DPCCH;

FIG. 3A is a diagram illustrating a structure of a conventional base station transmitter;

10 FIG. 3B is a diagram illustrating a structure of a conventional mobile station transmitter;

FIG. 4A is a diagram illustrating a structure of a base station transmitter according to an embodiment of the present invention;

FIG. 4B is a diagram illustrating a structure of a mobile station transmitter according to an embodiment of the present invention;

15 FIG. 5A is a diagram for explaining how to transmit a downlink DPCCH and a uplink DPCCH when transmission of a uplink DPDCH is discontinued in a conventional control-only substate;

20 FIG. 5B is a diagram for explaining how to transmit a downlink DPCCH and a uplink DPCCH when transmission of a downlink DPDCH is discontinued in the conventional control-only substate;

FIG. 6A is a diagram illustrating a method for transmitting a signal according to a regular or gated transmission pattern for a uplink DPCCH according to an embodiment of the invention;

25 FIG. 6B is a diagram illustrating another method for transmitting a signal according to a regular or gated transmission pattern for a uplink DPCCH according to an embodiment of the invention;

FIG. 7A is a diagram illustrating a method for transmitting a signal when a uplink DPDCH message is generated while a uplink DPCCH is intermittently transmitted in a gating mode according to an embodiment of the invention;

30 FIG. 7B is a diagram illustrating another method for transmitting a signal when a uplink DPDCH message is generated while a uplink DPCCH is intermittently transmitted in a gating mode according to an embodiment of the invention;

35 FIG. 8A is a diagram illustrating a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of a downlink DPDCH is discontinued according to an embodiment of the present invention;

FIG. 8B is a diagram illustrating a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of a uplink DPDCH is discontinued according to an embodiment of the present invention;

FIG. 8C is a diagram illustrating another method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of the downlink DPDCH is discontinued according to an embodiment of the present invention;

FIG. 8D is a diagram illustrating another method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of the uplink DPDCH is discontinued according to an embodiment of the present invention;

FIG. 9A is a diagram illustrating a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of a downlink DPDCH is discontinued (gated transmission for the downlink DPCCH) according to an embodiment of the present invention;

FIG. 9B is a diagram illustrating a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of a uplink DPDCH is discontinued (gated transmission for downlink DPCCH) according to an embodiment of the present invention;

FIG. 10A is a diagram illustrating a structure of a base station transmitter according to another embodiment of the present invention;

FIG. 10B is a diagram illustrating a structure of a mobile station transmitter according to another embodiment of the present invention;

FIG. 11A is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a first embodiment of the present invention;

FIG. 11B is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a second embodiment of the present invention;

FIG. 11C is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a third embodiment of the present invention;

FIG. 11D is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a fourth embodiment of the present invention;

FIG. 11E is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a fifth embodiment of the present invention;

FIG. 12A is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a sixth embodiment of the present invention;

FIG. 12B is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a seventh embodiment of the present invention;

FIG. 12C is a diagram illustrating gated transmission for downlink and

- 12 -

uplink DPCCHs according to a eighth embodiment of the present invention;

FIG. 12D is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a ninth embodiment of the present invention; and

FIG. 12E is a diagram illustrating gated transmission for downlink and uplink DPCCHs according to a tenth embodiment of the present invention.

### **DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT**

Preferred embodiments of the present invention will be described herein below with reference to the accompanying drawings. In the following description, well-known functions or constructions are not described in detail since they would obscure the invention in unnecessary detail.

The term "normal transmission" as used herein refers to continuously transmitting control information included in the downlink or uplink DPCCH, i.e., TFCI, TPC and pilot symbols. Further, the term "gate transmission" refers to transmitting the control information included in the downlink DPCCH, i.e., TFCI, TPC and pilot symbols, only at a specific power control group (or slot) according to a predetermined time pattern. In addition, the term "gate transmission" refers to transmitting the control information included in the uplink DPCCH (i.e., TFCI, TPC and pilot symbols) only at a specific power control group (or one slot) according to a predetermined time pattern. The information, transmission of which is discontinued in the downlink DPCCH during gated transmission, may include all of the TFCI, TPC and pilot symbols in a predetermined nth power control group (or slot), or may include the pilot symbols in a predetermined nth power control group (or slot), and TFCI and TPC in an (n+1)th power control group. The information, transmission of which is discontinued in the uplink DPCCH during gated transmission, includes all of TFCI, TPC, FBI and pilot symbols in a specific power control group (or one slot). Herein, "a gated transmission unit is identical to a slot unit" means that TFCI, TPC and pilot symbols within one power control group are set as a gated transmission unit. Further, "a gated transmission unit is not identical to a slot unit" means that a pilot symbol in a predetermined nth slot and a TFCI and TPC in an (n+1)th slot are set as a gated transmission unit.

In addition, since performance at the beginning of a frame is very important, the invention locates the TPC for controlling the power of the first slot

of the next frame at the last slot of one frame. That is, TPC bits for the downlink DPCCCH and the uplink DPCCCH are located at the last slot of the  $n$ th frame, and power of the first slot of the  $(n+1)$ th frame is controlled using the TPC bits existing at the last slot of the  $n$ th frame.

5

Further, a power control rate can be maintained normal transmission even when transmission data is generated during gated transmission of the DPCCCH signal according to the present invention. In addition, the gating pattern (or gated transmission pattern) for the downlink DPCCCH and the gating pattern for the uplink DPCCCH are determined to have an offset. That is, the control information for the downlink DPCCCH and the control information for the uplink DPCCCH are transmitted at different time points.

10

A hardware structure according to an embodiment of the invention will be described below.

15

FIG. 4A shows a structure of a base station transmitter according to an embodiment of the present invention. The base station transmitter is different from the conventional one of FIG. 3A in that with regard to the downlink DPCCCH, the output of the multiplier 111 is gated by a gated transmission controller 141. That is, the gated transmission controller 141 performs gated transmission on the TFCI and TPC bits for the downlink DPCCCH at a power control group (or time slot) scheduled with the mobile station when the traffic data is not transmitted over the downlink and uplink DPDCHs for predetermined time. In addition, the gated transmission controller 141 performs gated transmission on one power control group (or one entire slot) including the pilot symbols, TFCI and TPC bits for the downlink DPCCCH at a power control group (or time slot) scheduled with the mobile station when the traffic data is not transmitted over the downlink and uplink DPDCHs for predetermined time.

20

25

30

Although the downlink gated transmission pattern is identical to the uplink gated transmission pattern, an offset may exist between them for efficient power control. The offset is given as a system parameter.

35

The gated transmission controller 141 can perform gated transmission either when the gated transmission unit is identical to the slot unit or when the

- 14 -

gated transmission unit is not identical to the slot unit. When the gated transmission unit is not identical to the slot unit, the gated transmission controller 141 separately gates the TFCI, TPC and pilot symbols. That is, the pilot symbol in the predetermined nth slot, and the TFCI and TPC in the (n+1)th slot are set as a gated transmission unit.

In addition, the gated transmission controller 141 locates the TPC bits for power controlling the first slot of the next frame at the last slot of one frame to guarantee performance of the beginning part of the next frame. That is, the TPC bits for the downlink DPCCCH and the uplink DPCCCH are located at the last slot of the nth frame, and power of the first slot of the (n+1)th frame is controlled using the TPC bits existing at the last slot of the nth frame.

FIG. 4B shows a structure of a mobile station transmitter according to an embodiment of the present invention. The mobile station transmitter is different from the conventional one of FIG. 3B in that a gated transmission controller 241 is provided to gate transmission of the uplink DPCCCH. That is, the gated transmission controller 241 performs gated transmission on one power control group (or one entire slot) including the pilot symbols, TFCI, FBI and TPC bits for the uplink DPCCCH at a power control group (or time slot) scheduled with the mobile station in the control-only substate where the traffic data is not transmitted over the downlink and uplink DPDCCHs. For sync detection, it is necessary to transmit the pilot symbols and TPC bits over the uplink DPCCCH, and there is no alternative way to transmit the TPC, FBI and pilot symbols over the other uplink channels at the duration where transmission of the above channel is discontinued.

Now, a description will be made of a transmission signal structure of the base station and the mobile station according to an embodiment of the present invention.

FIG. 6A shows a method for transmitting a signal according to a regular or gated transmission pattern for the uplink DPCCCH in case of there is no DPDCCH data for a predetermined period of time according to an embodiment of the present invention. In FIG. 6A, reference numerals 301, 302, 303 and 304 show different gating rates according to a ratio of a duty cycle (hereinafter, referred to as DC). Reference numeral 301 shows a conventional method for transmitting the uplink

DPCCH without gating ( $DC=1$ , regular transmission), and reference numeral 302 shows a method for regularly transmitting every other power control group (or time slot), when  $DC=1/2$  (only  $1/2$  of all the power control groups in one frame are transmitted). Reference numeral 303 shows a method for regularly transmitting every fourth power control group (3rd, 7th, 11th and 15th power control groups), when  $DC=1/4$  (only  $1/4$  of all the power control groups in one frame are transmitted). Reference numeral 304 shows a method for regularly transmitting every eighth power control group (7th and 15th power control groups), when  $DC=1/8$  (only  $1/8$  of all the power control groups in one frame are transmitted). In the embodiment of FIG. 6A, when  $DC=1/2$  and  $1/4$ , although the gated transmission controller 241 of the mobile station regularly gates the power control groups of the uplink DPCCH, it is also possible to gate arbitrary power control groups out of all the standard power control groups according to the corresponding DC. That is, when  $DC=1/2$ , it is also possible to gate arbitrary power control groups according to an irregular pattern, rather than to regularly transmit every other power control group. Further, when  $DC=1/2$ , it is also possible to continuously transmit half of all the power control groups at the second half (8th to 15th power control groups) of the frame. When  $DC=1/4$ , it is also possible to continuously transmit  $1/4$  of all the power control groups beginning at a  $3/4$  point of the frame (i.e., 12th to 15th power control groups). When  $DC=1/8$ , it is also possible to continuously transmit  $1/8$  of all the power control groups beginning at a  $7/8$  point of the frame (i.e., 14th to 15th power control groups).

The above gating rate transition method can be divided into several methods as stated below, and is determined according to system setup. In one method, a direct gating rate transition occurs from  $DC=1/1$  to  $DC=1/2$ , from  $DC=1/1$  to  $DC=1/4$ , or from  $DC=1/1$  to  $DC=1/8$  according to a set timer value or a transition command message from the base station. In another method, a sequential gating rate transition occurs from  $DC=1/1$  to  $DC=1/2$ , from  $DC=1/2$  to  $DC=1/4$ , or from  $DC=1/4$  to  $1/8$ . Selection of the DC value can be determined in consideration of the capacity of the corresponding mobile station or the quality of the channel environment.

FIG. 6B shows a method for transmitting a signal according to a regular or gated transmission pattern for the uplink DPCCH in case of there is no DPDCH data for a predetermined period of time according to another embodiment of the

present invention. In FIG. 6B, reference numerals 305, 306 and 307 show different gating rates according to a ratio of a duty cycle DC. Reference numeral 305 shows a method for transmitting two consecutive power control groups at regular locations (2<sup>nd</sup>-3<sup>rd</sup>, 6<sup>th</sup>-7<sup>th</sup>, 10<sup>th</sup>-11<sup>th</sup> and 14<sup>th</sup>-15<sup>th</sup> power control groups), when DC=1/2 (only 1/2 of all the power control groups in one frame are transmitted). Reference numeral 306 shows a method for transmitting two consecutive power control groups at regular locations (6<sup>th</sup>-7<sup>th</sup> and 14<sup>th</sup>-15<sup>th</sup> power control groups), when DC=1/4 (only 1/4 of all the power control groups in one frame are transmitted). Reference numeral 307 shows a method for transmitting two consecutive power control groups at regular locations (14<sup>th</sup>-15<sup>th</sup> power control groups), when DC=1/8 (only 1/8 of all the power control groups in one frame are transmitted). In the embodiment of FIG. 6B, when DC=1/2 and 1/4, although the gated transmission controller 241 of the mobile station regularly gates the power control groups of the uplink DPCCCH, it is also possible to gate arbitrary power control groups out of all the power control groups according to the corresponding DC. That is, when DC=1/2, it is also possible to continuously gate 4 consecutive power control groups (e.g., 2<sup>nd</sup>-5<sup>th</sup> power control groups) according to an irregular pattern, rather than to regularly transmit every other 2 consecutive power control groups.

The above gating rate transition method can be divided into several methods as stated below, and is determined according to system setup. In one method, a direct state transition occurs from DC=1/1 (full rate) to DC=1/2, from DC=1/1 to DC=1/4, or from DC=1/1 to DC=1/8 according to a set timer value or a transition command message from the base station. In another method, a sequential gating rate transition occurs from DC=1/1 to DC=1/2, from DC=1/2 to DC=1/4, or from DC=1/4 to 1/8. Selection of the DC value can be determined in consideration of the capacity of the corresponding mobile station or the quality of the channel environment.

FIGS. 7A and 7B show the uplink DPCCCH for the case where a transition message is transmitted over the uplink DPDCH when a dedicated MAC (Medium Access Control) logical channel is generated in case of there is no DPDCH data for a predetermined period of time of FIGS. 6A and 6B. Reference numeral 311 of FIG. 7A shows a case where a uplink DPDCH message is generated while the uplink DPCCCH does not undergo gated transmission (i.e., while the uplink DPCCCH

is continuously transmitted ( $DC=1/1$ )). Reference numeral 312 shows a case where the uplink DPDCH message is generated while the uplink DPCCH undergoes  $DC=1/2$  gated transmission. Reference numeral 313 shows a case where the uplink DPDCH message is generated while the uplink DPCCH undergoes  $DC=1/4$  gated transmission. Reference numeral 314 shows a case where the uplink DPDCH message is generated while the uplink DPCCH undergoes  $DC=1/8$  gated transmission.

The power control groups, as shown by the reference numerals 312, 313 and 314, are transmitted according to the gated transmission patterns in the first frame, and then undergo normal transmission when the uplink DPDCH is transmitted in the second frame. In the power control groups for normal transmission, the TPC bits for downlink power control can be omitted and the pilot duration (or period) can be extended to a power control group length. Beginning at the power control groups succeeding after transmitting the uplink DPDCH message by normal transmission of the power control groups, it is possible to transmit the uplink DPCCH without gating, or it is possible to gate transmission of the uplink DPCCH according to the original DC value until a gating rate transition message is received from the base station. That is, when the uplink DPDCH message is transmitted for  $DC=1/2$  gated transmission, it is possible to perform normal transmission on the power control group of the above duration, thereafter perform  $DC=1/2$  gated transmission again, and then perform  $DC=1$  (regular transmission) gated transmission when the DPDCH user data exist.

Like the uplink DPCCH, even in the downlink, when a downlink DPDCH message is generated during gated transmission for the DPCCH, the power control groups, which are transmitted according to the gated transmission pattern, undergo normal transmission for transmit the downlink DPDCH. In the power control groups for normal transmission, the TPC bits for downlink power control can be omitted and the pilot duration can be extended to a power control group length. Beginning at the power control groups succeeding after transmitting the downlink DPDCH message by normal transmission of the power control groups, it is possible to transmit the downlink DPCCH without gating, or it is possible to gate transmission of the downlink DPCCH according to the original DC value until a state transition request message is received from the mobile station. That is, when the downlink DPDCH message is transmitted for  $DC=1/2$  gated transmission, it is



possible to perform normal transmission on the power control group of the above duration, thereafter perform DC=1/2 gated transmission again, and then perform DC=1 gated transmission when transmitting the DPDCH user data.

5           Reference numeral 315 of FIG. 7B shows a case where a uplink DPDCH message is generated while the uplink DPCCH undergoes DC=1/2 gated transmission. Reference numeral 316 shows a case where the uplink DPDCH message is generated while the uplink DPCCH undergoes DC=1/4 gated transmission. Reference numeral 317 shows a case where the uplink DPDCH  
10          message is generated while the uplink DPCCH undergoes DC=1/8 gated transmission. The power control groups, as shown by the reference numerals 315, 316 and 317, are transmitted according to the gated transmission patterns, and then undergo normal transmission for transmit the downlink DPDCH message. In the power control groups for normal transmission, the TPC bits for downlink power  
15          control can be omitted and the pilot duration (or period) can be extended to a power control group length. Beginning at the power control groups succeeding after transmitting the uplink DPDCH message by normal transmission of the power control groups, it is possible to transmit the uplink DPCCH without gating, or it is possible to gate transmission of the uplink DPCCH according to the original DC  
20          value until a state transition message is received from the base station. That is, when the uplink DPDCH message is transmitted for DC=1/2 gated transmission, it is possible to perform normal transmission on the power control group of the above duration, thereafter perform DC=1/2 gated transmission again, and then perform DC=1 gated transmission when transmitting the DPDCH user data.

25           It is also possible to simultaneously gate transmission of both the uplink DPCCH and the downlink DPCCH according to the same gating pattern. Beginning at the power control groups succeeding after transmitting the downlink DPDCH message by normal transmission of the power control groups, generated while  
30          gating transmission of the downlink DPCCH, it is possible to transmit the downlink DPCCH without gating, or it is possible to gate transmission of the downlink DPCCH according to the original DC value until a state transition request message is received from the mobile station. That is, when the downlink DPDCH message is transmitted for DC=1/2 gated transmission, it is possible to perform normal  
35          transmission on the power control group of the above duration, thereafter perform DC=1/2 gated transmission again, and then perform DC=1 gated transmission

when transmitting the DPDCH user data.

FIG. 8A shows a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of a downlink DPDCH is discontinued. When transmission of the downlink DPDCH is discontinued as shown by reference numeral 801 in the user data active substate where there exists no uplink DPDCH, the base station and the mobile station start gating transmission if a set timer value expires or a downlink DPDCH message for state transition is generated. Although FIG. 8A shows an embodiment where the message for start gating transmission is generated by the base station, it is also possible for the mobile station to send a gating-request message to the base station when there is no downlink and uplink DPDCH. While transmitting the downlink DPCCH in FIG. 8A, it is also possible to transmit all the TFCI, TPC and pilot symbols without gating. Since the TPC bits include meaningless TPC values determined by measuring power strength of the pilot symbols of the gated power control groups within the uplink DPCCH, the mobile station ignores the meaningless TPC values transmitted from the base station in order to perform uplink power control in consideration of the gating pattern for the uplink DPCCH, and performs transmission at the same transmission power as the transmission power for the previous power control group. Alternatively, while transmitting the downlink DPCCH in FIG. 8A, it is also possible to gate only the TFCI and TPC bits in the downlink DPCCH without gating the pilot symbols in the downlink DPCCH. At this point, the gating pattern is identical to a gating pattern for the uplink DPCCH of the mobile station. The power control group, in which the TPC bits in the downlink DPCCH are gated, refers to the TPC bits generated by measuring the pilot symbols corresponding to the gated power control group in the DPCCH transmitted from the mobile station.

Reference numeral 802 shows a situation where a message for gated transmission is generated by the base station and is transmitted to the mobile station over the downlink DPDCH. In this case, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPCCH, can stop gated transmission upon receipt of the message for stop the gated transmission and perform normal transmission (DC=1) when uplink DPDCH data should be transmitted. Alternatively, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPCCH, can continue gated transmission even after receipt of the message for stop the gated transmission, stop gated transmission at the stop time included in the gated transmission stop

- 20 -

message, and then perform normal transmission ( $DC=1$ ).

FIG. 8B shows a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of an uplink DPDCH is discontinued. When transmission of the uplink DPDCH is discontinued as shown by reference numeral 803 in the user data active substate where there exists no downlink DPDCH, the base station and the mobile station make the gated transmission at a time point appointed (or scheduled) between them when a set timer value expires or after exchanging a gated transmission message. Although FIG. 8B shows an embodiment where the message for gated transmission is generated in the downlink DPDCCH, the gated transmission message can also be generated in the uplink DPDCH of the mobile station. While transmitting the downlink DPDCCH in FIG. 8B, it is also possible to transmit all the TFCI, TPC and pilot symbols without gating. Since the TPC bits include meaningless TPC values determined by measuring power strength of the pilot symbols of the gated power control groups within the uplink DPDCCH, the mobile station ignores the meaningless TPC values transmitted from the base station in order to perform uplink power control in consideration of the gating pattern for the uplink DPDCCH, and performs transmission at the same transmission power as the transmission power for the previous power control group. Alternatively, while transmitting the downlink DPDCCH in FIG. 8B, it is also possible to gate only the TFCI and TPC bits in the downlink DPDCCH without gating the pilot symbols in the downlink DPDCCH. At this point, the gating pattern is identical to a gating pattern for the uplink DPDCCH of the mobile station. The power control group, in which the TPC bits in the downlink DPDCCH are gated, refers to the TPC bits generated by measuring the pilot symbols corresponding to the gated power control group in the DPDCCH transmitted from the mobile station.

Reference numeral 804 shows a situation where a gated transmission message generated by the base station is transmitted to the mobile station over the downlink DPDCH. In this case, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPDCCH, can stop gated transmission upon receipt of the message for stop gated transmission and perform normal transmission ( $DC=1$ ). Alternatively, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPDCCH, can continue gated transmission even after receipt of the message for stop gated transmission, stop gated transmission at the stop time included in the gated transmission stop message, and then perform normal transmission ( $DC=1$ ).

FIG. 8C shows a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of a downlink DPDCH is discontinued. When transmission of the downlink DPDCH is discontinued as shown by reference numeral 805 in the user data active substate where there exists no uplink DPDCH, the base station and the mobile station start gated transmission if a set timer value expires or a downlink DPDCH message for start gated transmission is transmitted. Although FIG. 8C shows an embodiment where the message for gated transmission message is generated by the base station, it is also possible for the mobile station to send a gated transmission request message to the base station when there is no downlink and uplink DPDCH. While transmitting the downlink DPCCCH in FIG. 8C, it is also possible to transmit all the TFCI, TPC and pilot symbols without gating. Since the TPC bits include meaningless TPC values determined by measuring the power strength of the pilot symbols of the gated power control groups within the uplink DPCCCH, the mobile station ignores the meaningless TPC values transmitted from the base station in order to perform uplink power control in consideration of the gating pattern for the uplink DPCCCH, and performs transmission at the same transmission power as the transmission power for the previous power control group. Alternatively, while transmitting the downlink DPCCCH in FIG. 8C, it is also possible to gate only the TFCI and TPC bits in the downlink DPCCCH without gating the pilot symbols in the downlink DPCCCH. At this point, the gating pattern is identical to a gating pattern for the uplink DPCCCH of the mobile station. The power control group, in which the TPC bits in the downlink DPCCCH are gated, refers to the TPC bits generated by measuring the pilot symbols corresponding to the gated power control group in the DPCCCH transmitted from the mobile station.

Reference numeral 806 shows a situation where a gated transmission message is generated by the mobile station and is transmitted to the base station over the uplink DPDCH. In this case, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPCCCH, can stop gated transmission after transmission of the gated transmission message over the uplink DPDCH and then perform normal transmission ( $DC=1$ ). Alternatively, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPCCCH, can continue gated transmission even after receiving gated transmission stop message, stop gated transmission at the stop time included in the gated transmission stop message, and then perform normal transmission ( $DC=1$ ).

FIG. 8D shows a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of an uplink DPDCH is discontinued. When transmission of the uplink DPDCH is discontinued as shown by reference numeral 807 in the user data active substate where there exists no downlink DPDCH for a predetermined period of time, the base station and the mobile station can start gated transmission at a time point appointed (or scheduled) between them when a set timer value expires or after exchanging a gated transmission message. Although FIG. 8D shows an embodiment where the message for gated transmission is generated in the downlink DPDCH, the gated transmission message can also be generated in the uplink DPDCH of the mobile station. While transmitting the downlink DPCCCH in FIG. 8D, it is also possible to transmit all the TFCI, TPC and pilot symbols without gating. Since the TPC bits include meaningless TPC values determined by measuring power strength of the pilot symbols of the gated power control groups within the uplink DPCCCH, the mobile station ignores the meaningless TPC values transmitted from the base station in order to perform uplink power control in consideration of the gating pattern for the uplink DPCCCH, and performs transmission at the same transmission power as the transmission power for the previous power control group. Alternatively, while transmitting the downlink DPCCCH in FIG. 8D, it is also possible to gate only the TFCI and TPC bits in the downlink DPCCCH without gating the pilot symbols in the downlink DPCCCH. At this point, the gating pattern is identical to a gating pattern for the uplink DPCCCH of the mobile station. The power control group, in which the TPC bits in the downlink DPCCCH are gated, refers to the TPC bits generated by measuring the pilot symbols corresponding to the gated power control group in the DPCCCH transmitted from the mobile station.

Reference numeral 808 shows a situation where a gated transmission message generated by the mobile station is transmitted to the base station over the uplink DPDCH. In this case, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPCCCH, can stop gated transmission after transmission of the gated transmission message over the uplink DPDCH and then perform normal transmission ( $DC=1$ ). Alternatively, the mobile station, which has been gating transmission of the uplink DPCCCH, can continue gated transmission even after transmission of the gated transmission stop message, stop gated transmission at the stop time included in the gated transmission stop message, and then perform

- 23 -

normal transmission (DC=1).

FIG. 9A shows a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of a downlink DPDCH is discontinued. When transmission of the downlink DPDCH is discontinued, the base station and the mobile station can start gated transmission at a time point appointed between them if a set timer value expires or after exchanging a gated transmission message. FIG. 9A shows a case where a gating pattern for the downlink DPCCCH 501 is identical to a gating pattern for the uplink DPCCCH 503. Although FIG. 9A shows an embodiment where the gated transmission message is generated through the downlink DPDCH, the gated transmission message can also be generated through the uplink DPDCH of the mobile station.

FIG. 9B shows a method for transmitting downlink and uplink signals when transmission of an uplink DPDCH is discontinued. When transmission of the uplink DPDCH is discontinued, the base station and the mobile station make a state transition at a time point appointed between them if a set timer value expires or after exchanging a state transition message. FIG. 9B shows a case where a gating pattern for the downlink DPCCCH is identical to a gating pattern for the uplink DPCCCH. Although FIG. 9B shows an embodiment where the state transition message is generated through the downlink DPDCH, the state transition message can also be generated through the uplink DPDCH of the mobile station.

In the foregoing drawings and descriptions, the downlink and uplink frames have the same frame starting point. However, in the UTRA system, the starting point of the uplink frame is artificially delayed by 250μsec as compared with the starting point of the downlink frame. This is to make power control time delay become one slot (=0.625ms) in consideration of the propagation delay of the transmission signal when the cell radius is below 30km. Therefore, with due consideration of the artificial time delay between the downlink and uplink frame start time, the methods for transmitting the DPCCCH signal according to gated transmission are shown by FIGS. 11A to 11E. FIGS. 10A and 10B show structures of the base station controller and the mobile station controller, respectively, which enable such gated transmission.

FIG. 10A shows a structure of the base station controller according to another embodiment of the present invention. The base station transmitter is different from FIG. 4A in that the pilot, TFCI and TPC bits constituting the downlink DPCCCH can be separately gated according to different gating patterns by the gated transmission controller 141. That is, the gated transmission controller 141 performs gated transmission on the pilot, TFCI and TPC bits for the downlink DPCCCH at a power control group (or time slot) scheduled with the mobile station in the control-only substate where the traffic data is not transmitted over the downlink and uplink DPDCHs. By using the gated transmission controller 141, it is also possible to assemble a pilot of a  $n$ th slot and TFCI and TPC bits of a  $(n+1)$ th slot into a gated transmission unit. When the base station transmits signaling data using the gated transmission controller 141 during gated transmission in the control-only substate, it is possible to avoid performing gated transmission on the pilot and TFCI at the duration where the signaling data is transmitted.

Alternatively, the gated transmission controller 141 can perform gated transmission on one power control group (or one entire slot) including the pilot symbols, TFCI and TPC bits for the downlink DPCCCH at a power control group (or time slot) scheduled with the mobile station in the control-only substate when the traffic data is not transmitted over the downlink and uplink DPDCHs.

Although the downlink gated transmission pattern is identical to the uplink gated transmission pattern, there can exist an offset therebetween for efficient power control. The offset is given as a system parameter.

FIG. 10B shows a structure of the mobile station transmitter according to another embodiment of the present invention. The mobile station transmitter is different from FIG. 4B in that the pilot, TFCI, FBI and TPC bits constituting the uplink DPCCCH can be separately gated according to different patterns by the gated transmission controller 241. The gated transmission controller 241 gates transmission of the pilot, TFCI, FBI and TPC bits for the uplink DPCCCH at a power control group (or time slot) scheduled with the mobile station in the control-only substate when the traffic data is not transmitted over the downlink and uplink DPDCHs. When the base station transmits signaling data using the gated transmission controller 241 during gated transmission in the control-only substate, it is possible to avoid performing gated transmission on the pilot and TFCI at the

- 25 -

duration when the signaling data is transmitted.

Alternatively, the gated transmission controller 241 can perform gated transmission on one power control group (or one entire slot) including the pilot symbols, TFCI, FBI and TPC bits for the uplink DPCCCH at a power control group (or time slot) scheduled with the mobile station in the control-only substate when the traffic data is not transmitted over the downlink and uplink DPDCCHs.

Although the downlink gated transmission pattern is identical to the uplink gated transmission pattern, there can exist an offset therebetween for efficient power control. The offset is given as a system parameter.

FIGS. 11A to 11E and FIGS. 12A to 12E show signal transmission diagrams for gated transmission performed by the base station and the mobile station transmitters of FIGS. 10A and 10B. FIGS. 11A to 11E show how to perform gated transmission when the frame length is 10msec and each frame includes 16 power control groups, i.e., each power control group has a length of 0.625msec. FIGS. 12A to 12E show how to perform gated transmission when the frame length is 10msec and each frame includes 15 power control groups, i.e., each power control group has a length of 0.667msec.

FIG. 11A shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to a first embodiment of the present invention. As shown in FIG. 11A, a gated transmission unit for the downlink DPCCCH may not be a slot unit. That is, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of an predetermined nth slot and TFCI and TPC bits of an (n+1)th slot are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH because of the pilot symbol is used for channel estimation to detect the TFCI and TPC. For example, when the gating rate is 1/2, a pilot symbol of slot number 0 and TFCI and TPC bits of slot number 1 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. When the gating rate is 1/4, a pilot symbol of slot number 2 and TFCI and TPC bits of slot number 3 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. When the gating rate is 1/8, a pilot symbol of slot number 6 and TFCI and TPC bits of slot number 7 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. Here, the gated transmission unit for the downlink DPCCCH is set to be different from the actual slot unit, since an nth pilot symbol may be required in the receiver to demodulate the (n+1)th TPC



according to a demodulation method for the TPC signal.

When a signaling message is generated during such gated transmission, the signaling message is transmitted over the downlink or uplink DPDCH. Therefore, performance of the frame starting point is very important. In the invention, as shown in FIG. 11A, the TPC for the downlink DPCCCH and the TPC for the uplink DPCCCH are located at slot number 15 (i.e., the 16<sup>th</sup> slot, which is the last slot of the  $n$ th frame), so that the first slot of the  $(n+1)$ th frame is power controlled using the TPC bits existing in the last slot of an  $n$ th frame. That is, the TPC for power controlling the first slot of the next frame is located at the last slot of the present frame.

Meanwhile, in the UTRA system stated above, an offset between the downlink and uplink frame start points is fixed to 250 $\mu$ sec. However, in gated transmission of the downlink and uplink DPCCCHs, the offset value can be changed to an arbitrary value while the base station and the mobile station exchange a parameter for DPCCCH gated transmission in the call setup process. The offset value is set to a proper value in consideration of propagation delay of the base station and the mobile station in the call setup process. That is, when the cell radius is over 30Km, the offset value can be set to a value larger than the conventional offset value of 250 $\mu$ sec for DPCCCH gated transmission, and this value can be determined through experiments.

FIG. 11B shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to a second embodiment of the present invention. FIG. 11B shows a case where transmission of the downlink DPCCCH goes ahead of transmission of the uplink DPCCCH during gated transmission, for the gating rates of 1/2, 1/4 and 1/8. The difference (i.e., offset) is designated by "DL-UL timing" for the gating rates of 1/2, 1/4 and 1/8.

Referring to FIG. 11B, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of the predetermined- $n$ th slot and TFCI and TPC of the  $(n+1)$ th slot are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. For example, for the gating rate 1/2, a pilot symbol of slot number 0 and TFCI and TPC of slot number 1 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. For the gating rate 1/4, a pilot

symbol of slot number 2 and TFCI and TPC of slot number 3 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. For the gating rate 1/8, a pilot symbol of slot number 6 and TFCI and TPC of slot number 7 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH.

In addition, it is noted that the TPC for power controlling the first slot of the next frame is located at the last slot of the present frame. That is, the TPC for the downlink DPCCCH and the TPC for the uplink DPCCCH are both located at slot number 15 (i.e., the 16<sup>th</sup> slot).

FIG. 11C shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to a third embodiment of the present invention. FIG. 11C shows a case where transmission of the uplink DPCCCH goes ahead of transmission of the downlink DPCCCH during gated transmission, for the gating rates of 1/2, 1/4 and 1/8.

Referring to FIG. 11C, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of the predetermined nth slot and TFCI and TPC of the (n+1)th slot are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. For example, for the gating rate 1/2, a pilot symbol of slot number 1 and TFCI and TPC of slot number 2 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. For the gating rate 1/4, a pilot symbol of slot number 2 and TFCI and TPC of slot number 3 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH. For the gating rate 1/8, a pilot symbol of slot number 6 and TFCI and TPC of slot number 7 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH.

In addition, it is noted that the TPC for power controlling the first slot of the next frame is located at the last slot of the present frame. That is, the TPC for the downlink DPCCCH and the TPC for the uplink DPCCCH are both located at a slot number 15 (i.e., the 16<sup>th</sup> slot).

FIG. 11D shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to a fourth embodiment of the present invention. FIG. 11D shows a case where for the gating rates of 1/2, 1/4 and 1/8, transmission of the downlink DPCCCH goes ahead of transmission of the uplink DPCCCH during gated transmission, and the downlink and uplink gating patterns are set to the same period.

Referring to FIG. 11D, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of the predetermined  $n$ th slot and TFCI and TPC of the  $(n+1)$ th slot are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH. For example, for the gating rate  $1/2$ , a pilot symbol of slot number 0 and TFCI and TPC of slot number 1 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH. For the gating rate  $1/4$ , a pilot symbol of slot number 0 and TFCI and TPC of slot number 1 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH. For the gating rate  $1/8$ , a pilot symbol of slot number 2 and TFCI and TPC of slot number 3 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH.

In addition, it is noted that the TPC for power controlling the first slot of the next frame is located at the last slot of the present frame. That is, the TPC for the downlink DPCCH and the TPC for the uplink DPCCH are both located at slot number 15 (i.e., the 16<sup>th</sup> slot).

FIG. 11E shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCHs according to a fifth embodiment of the present invention. FIG. 11E shows a case where for the gating rates of  $1/2$ ,  $1/4$  and  $1/8$ , transmission of the uplink DPCCH goes ahead of transmission of the downlink DPCCH during gated transmission, and the downlink and uplink gating patterns are set to the same period.

Referring to FIG. 11E, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of the  $n$ th slot and TFCI and TPC of the  $(n+1)$ th slot are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH. For example, for the gating rate  $1/2$ , a pilot symbol of slot number 1 and TFCI and TPC of slot number 2 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH. For the gating rate  $1/4$ , a pilot symbol of slot number 2 and TFCI and TPC of slot number 3 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH. For the gating rate  $1/8$ , a pilot symbol of slot number 6 and TFCI and TPC of slot number 7 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH.

In addition, it is noted that the TPC for power controlling the first slot of the next frame is located at the last slot of the present frame. That is, the TPC for the downlink DPCCH and the TPC for the uplink DPCCH are both located at a slot number 15 (i.e., the 16<sup>th</sup> slot).

FIG. 12A shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCs according to a sixth embodiment of the present invention. FIG. 12A shows a case where a gating rate for gated transmission of the downlink and uplink DPCCs is 1/3, i.e., gated transmission is performed at the periods corresponding to 1/3 power control groups of the whole power control groups. That is, gated transmission is performed at the periods corresponding to 5 power control groups out of the whole 15 power control groups. At this point, a gated transmission unit for the downlink DPCC is set to be different from a slot unit. That is, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of the predetermined  $n$ th slot and TFCI and TPC of the  $(n+1)$ th slot are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC because of the pilot symbol is used for channel estimation to detect the TFCI and the TPC.

In FIG. 12A, <Case 1> shows a case where the uplink DPCC and the downlink DPCC are transmitted at the same time during gated transmission, and the downlink and uplink gating patterns are set to the same period. With regard to two adjacent slots, a pilot symbol of slot number 1 and TFCI and TPC of slot number 2 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; a pilot symbol of slot number 4 and TFCI and TPC of slot number 5 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; a pilot symbol of slot number 7 and TFCI and TPC of slot number 8 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; a pilot symbol of slot number 10 and TFCI and TPC of slot number 11 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; and a pilot symbol of slot number 13 and TFCI and TPC of slot number 14 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC.

<Case 2> shows a case where transmission of the uplink DPCC occurs before transmission of the downlink DPCC during gated transmission. At this point, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of slot number 0 and TFCI and TPC of slot number 1 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; a pilot symbol of slot number 3 and TFCI and TPC of slot number 4 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; a pilot symbol of slot number 6 and TFCI and TPC of slot number 7 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; a pilot symbol of slot number 9 and TFCI and TPC of slot number 10 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCC; and a pilot symbol of slot number 12 and TFCI and TPC of slot number 13 are set as a

gated transmission unit for the downlink DPCCH.

5       <Case 3> shows a case where transmission of the uplink DPCCH occurs before transmission of the downlink DPCCH during gated transmission. At this point, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of slot number 1 and TFCI and TPC of slot number 2 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 4 and TFCI and TPC of slot number 5 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 7 and TFCI and TPC of slot number 8 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 10 and TFCI and TPC of slot number 11 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; and a pilot symbol of slot number 13 and TFCI and TPC of slot number 14 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH.

15       <Case 4> shows a case where transmission of the uplink DPCCH occurs after transmission of the downlink DPCCH during gated transmission. At this point, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of slot number 14 and TFCI and TPC of slot number 0 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 2 and TFCI and TPC of slot number 3 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 5 and TFCI and TPC of slot number 6 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 8 and TFCI and TPC of slot number 9 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; and a pilot symbol of slot number 11 and TFCI and TPC of slot number 12 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH.

25       <Case 5> shows a case where transmission of the uplink DPCCH occurs after transmission of the downlink DPCCH during gated transmission. At this point, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of slot number 0 and TFCI and TPC of slot number 1 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 3 and TFCI and TPC of slot number 4 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 6 and TFCI and TPC of slot number 7 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; a pilot symbol of slot number 9 and TFCI and TPC of slot number 10 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCH; and a pilot symbol of slot number 12 and TFCI and TPC of a slot number 13 are set as a

gated transmission unit for the downlink DPCCCH.

FIG. 12B shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to a seventh embodiment of the present invention. FIG. 12A shows a case where the gating rate for gated transmission of the downlink and uplink DPCCCHs is 1/5, i.e., gated transmission is performed so that 1/5 of the power control groups are transmitted in comparison to all the power control groups in standard transmission. That is, gated transmission is performed so that 3 power control groups out of the standard 15 power control groups are transmitted. At this point, a gated transmission unit for the downlink DPCCCH is set to be different from a slot unit. That is, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of the predetermined  $n$ th slot and TFCI and TPC of the  $(n+1)$ th slot are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH because of the pilot symbol is used for channel estimation to detect the TFCI and the TPC.

Referring to FIG. 12B, with regard to two adjacent slots, a pilot symbol of slot number 3 and TFCI and TPC of slot number 4 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH; a pilot symbol of slot number 8 and TFCI and TPC of slot number 9 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH; and a pilot symbol of slot number 13 and TFCI and TPC of slot number 14 are set as a gated transmission unit for the downlink DPCCCH.

FIG. 12C shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to an eighth embodiment of the present invention. Referring to FIG. 12C, the gating pattern is set such that the last power control group of the uplink DPCCCH should not be gated in the control-only substate. Such a gating pattern has high channel estimation performance, since the base station can perform channel estimation using the pilot symbols in the last power control group of the frame. In addition, it is possible to increase the time required when the base station processes the FBI bits transmitted from the mobile station.

FIG. 12D shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to a ninth embodiment of the present invention. Shown is a gating pattern for transmitting a downlink message during gated transmission in the control-only substate.

Referring to FIG. 12D, for the frame period where the downlink message is transmitted (i.e., DPDCH transmission period), gated transmission is discontinued for the pilot and TFCI, and only the TPC continues to undergo gated transmission according to the gating pattern. For the period where the downlink data (message) is not transmitted, the pilot symbols and TFCI as well as TPC undergo gated transmission. The pilot symbol is transmitted at the 0<sup>th</sup>, 3<sup>rd</sup>, 6<sup>th</sup>, 9<sup>th</sup> and 12<sup>th</sup> slots only, and the TFCI and TPC bits are transmitted at the 1<sup>st</sup>, 4<sup>th</sup>, 7<sup>th</sup>, 10<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup> slots only. When the downlink data is transmitted during such gated transmission, the pilot symbol and TFCI are transmitted at every slot, whereas TPC is transmitted at the 1<sup>st</sup>, 4<sup>th</sup>, 7<sup>th</sup>, 10<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup> slots only. Accordingly, even though downlink transmission data is generated during gated transmission, the power control rate is maintained.

FIG. 12E shows gated transmission for the downlink and uplink DPCCCHs according to a tenth embodiment of the present invention. Shown is a gating pattern for transmitting a uplink message during gated transmission in the control-only substate. For a period where the uplink data (message) is not transmitted, the pilot symbols and TFCI as well as TPC and FBI undergo gated transmission. The pilot symbol, TFCI, FBI and TPC are transmitted at 2<sup>nd</sup>, 5<sup>th</sup>, 8<sup>th</sup>, 11<sup>th</sup> and 14<sup>th</sup> slots only. When the uplink data is transmitted during such gated transmission, the pilot symbol and TFCI are transmitted at every slot, whereas TPC and FBI are transmitted at the 2<sup>nd</sup>, 5<sup>th</sup>, 8<sup>th</sup>, 11<sup>th</sup> and 14<sup>th</sup> slots only. Accordingly, even though uplink transmission data is generated during gated transmission, the power control rate is maintained.

As shown in FIGS. 12D and 12E, for the DPDCH transmission period where the uplink message is transmitted, several embodiments of the invention discontinue gated transmission of the pilot and TFCI and continue to transmit FBI and TPC according to the gating rate.

As described above, the invention minimizes the time required for the sync reacquisition process in the base station, minimizes interference as well as uplink DPCCCH transmission time, and minimizes interference due to the transmission of the uplink power control bit over the downlink, all of which increases the capacity of the mobile communication system.

- 33 -

While the invention has been shown and described with reference to certain preferred embodiments thereof, it will be understood by those skilled in the art that various changes in form and details may be made therein without departing from the spirit and scope of the invention as defined by the appended claims.



**CLAIMS:**

1. A method for transmitting down link DPCCH signals in a base station for a mobile communication system, comprising the steps of:
  - 5 determining whether the base station has down link DPDCH data to transmit to a mobile station; and
  - gating transmission of the down link DPCCH signal according to a predetermined pattern when there is no data to transmit for predetermined period of time.
- 10 2. The method as claimed in claim 1, wherein the the DPCCH signal is transmitted in slot format, said slot having power control bit which control the up link transmission power, and the predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the DPCCH slot signal during gated transmission of DPCCH signal.
- 15 3. The method as claimed in claim 1, wherein the DPCCH signal includes power control bit.
- 20 4. The method as claimed in claim 2, wherein the DPCCH signal includes a pilot symbol, a format of transmission data frame, and power control bit for up link transmission power control.
- 25 5. The method as claimed in claim 4, wherein the slot format includes pilot symbols, TFCI bits and power control bit, and predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol, the TFCI bits and the power control bit at predetermined n slots out of total slots of frame.
- 30 6. The method as claimed in claim 4, wherein the slot format includes pilot symbols, TFCI bits and power control bit, and predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol at an predetermined nth slot and the TFCI bits and power control bit at a (n+1)th slot.
- 35 7. The method as claimed in claim 2, wherein the power control bit gating transmission is maintained regular when the base station transmit DPDCH data to the mobile station.

8. A base station transmission device for a mobile communication system, comprising:

5 a multiplexer for multiplexing a first channel signal and a second channel signal into a frame which is segmented into a plurality of slots, and for outputting the frame ;

a switch for gating the first channel signal; and

10 a controller for gating the switch such that the first channel signal undergoes gated transmission within a frame according to a predetermined pattern when there is no second channel signal to be transmitted to a mobile station.

9. The base station transmission device as claimed in claim 8, wherein the predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the first channel signal at predetermined slots.

15 10. The base station transmission device as claimed in claim 8, wherein the first channel signal includes power control bit.

20 11. The base station transmission device as claimed in claim 9, wherein the first channel signal includes a pilot symbol, TFCI bits, and power control bit.

25 12. The base station transmission device as claimed in claim 11, wherein the predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol, the TFCI bits and the power control bit at an predetermined n slot out of total slots of frame.

30 13. The base station transmission device as claimed in claim 11, wherein the predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol at an predetermined nth slot and the TFCI bits and the power control bit at a (n+1)th slot.

35 14. The base station transmission device as claimed in claim 10, wherein the controller maintains regular transmission for the power control bit when the base station transmit DPDCH data to the mobile station during gated transmission.

15. The base station transmission device as claimed in claim 8, wherein the first channel is a DPCCH.

5           16. The base station transmission device as claimed in claim 8, wherein the second channel is a DPDCH.

17. A method for transmitting control DPCCH signal in a mobile station of a mobile communication system, comprising the steps of:  
10           determining whether the mobile station has data to transmit to a base station; and  
            gating transmission of the DPCCH signal according to a predetermined pattern for maintain link power control loop when there is no data to transmit for predetermined period of time.

15           18. The method as claimed in claim 17, wherein the DPCCH signal have frame format, said frame includes a plurality of slots, and the predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the DPCCH signal.

20           19. The method as claimed in claim 17, wherein the DPCCH signal includes at least power control bit.

20. The method as claimed in claim 18, wherein the DPCCH signal includes a pilot symbol, TFCI bits, and FBI bits for at least one phase difference  
25           between at least two antennas when the base station uses transmit diversity antennas.

21. The method as claimed in claim 20, wherein the predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol, the TFCI bits, the power control bit, and FBI bits at predetermined slots.  
30

22. The method as claimed in claim 19, wherein the up link DPCCH signal is transmitted continuously during mobile station transmit DPDCH data the base station.  
35

23. The method as claimed in claim 22, wherein the transmission

power of the DPDCH data is increased than regular transmission.

24. A mobile station transmission device for a mobile communication system, comprising:

5 a Dedicated Physical Control Channel(DPCCH) for transmitting pilot symbol, TFCI bits for indicating frame format of Dedicated Physical Data Channel(DPDCH) frame, FBI bits for feed back information of diversity antenna signal, and power control bit for control down link transmission power

10 a Dedicated Physical Data Channel(DPDCH) for transmitting user data or signaling data to base station with the Dedicated Physical Control Channel(DPCCH)

a switch for gating the Dedicated Physical Control Channel(DPCCH) signal; and

15 a controller for gating the switch such that the Dedicated Physical Control Channel(DPCCH) signal undergoes gated transmission within the frame according to a predetermined pattern when there is no Dedicated Physical Data Channel(DPDCH) signal to be transmitted to the base station for predetermined period of time.

20 25. The mobile station transmission device as claimed in claim 24, wherein the predetermined pattern is a pattern for gating transmission of the Dedicated Physical Control Channel(DPCCH) signal at predetermined slots.

25 26. The mobile station transmission device as claimed in claim 24, wherein the Dedicated Physical Control Channel(DPCCH) signal includes power control information.

30 27. The mobile station transmission device as claimed in claim 25, wherein the Dedicated Physical Control Channel(DPCCH) and the Dedicated Physical Data Channel(DPDCH) is spread with orthogonal code respectively for channel separation and the channel signals are multiplied with gain value respectively.

35 28. The mobile station transmission device as claimed in claim 27, wherein the time period pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol, the TFCI bits, the FBI bits and the power control bit at an predetermined

nth slot out of total slots of a frame.

29. The mobile station transmission device as claimed in claim 26, wherein the controller control the DPCH signal with regularly when the mobile station transmit DPCH data.

30. A method for transmitting control information in a mobile communication system, comprising the steps of:

- (a) determining whether a base station has data to transmit to a mobile station;
- (b) transmitting gating message to indicate gating start time and gating pattern to a mobile station when the data to transmit has not exist predetermined period of time;
- (c) gating transmission of first control information according to gating pattern on a downlink dedicated control channel, said downlink dedicated control channel for transmitting the first control information to the mobile station;
- (d) determining whether the mobile station has data to transmit to the base station; transmitting gating request message to the base station when the data to transmit has not exist predetermined period of time;
- (e) gating, when the mobile station has received the gating message and reach the gating start time from the base station, transmission of second control information according to a predetermined second pattern within one frame on an uplink dedicated control channel, said uplink dedicated control channel for transmitting the second control information to the base station.

31. The method as claimed in claim 30, wherein the frame on the downlink dedicated control channel is segmented into a plurality of slots and the predetermined first pattern is a pattern for gating transmission of the first control information at predetermined slots.

32. The method as claimed in claim 30, wherein the first control information includes power control information.

33. The method as claimed in claim 31, wherein the first control information includes a pilot symbol, first information about a format of transmission data, and second information for power control.

- 39 -

34. The method as claimed in claim 33, wherein the predetermined first pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol, the first information and the second information at an predetermined nth slot.
35. The method as claimed in claim 33, wherein the predetermined first pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol at an predetermined nth slot and the first information and the second information at a (n+1)th slot.
36. The method as claimed in claim 31, wherein gated transmission for the power control information is maintained when the base station generates data to be transmitted to the mobile station during gated transmission of the first control information.
37. The method as claimed in claim 30, wherein the frame on the uplink dedicated control channel is segmented into a plurality of slots and the predetermined second pattern is a pattern for gating transmission of the second control information at predetermined slots.
38. The method as claimed in claim 37, wherein the second control information includes power control information.
39. The method as claimed in claim 37, wherein the second control information includes a pilot symbol, first information about a format of the transmission data, and second information for requesting information about at least one phase difference between at least two antennas when the base station uses transmit diversity antennas, and third information for power control.
40. The method as claimed in claim 37, wherein the predetermined second pattern is a pattern for gating transmission of the pilot symbol, the first information, the second information and the third information at predetermined slots.
41. The method as claimed in claim 38, wherein gated transmission for the power control information is maintained when the mobile station has data to

- 40 -

transmit to the base station during gated transmission of the second control information.

5           42.   The method as claimed in claim 39, wherein gated transmission for the second information and the third information is maintained when the mobile station has data to transmit to the base station during gated transmission of the second control information.

10           43    The method as claimed in claim 30, wherein there is an time offset between the predetermined first pattern and the predetermined second pattern.

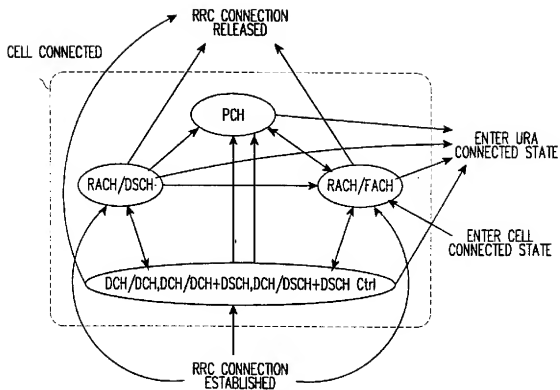


FIG. 1A



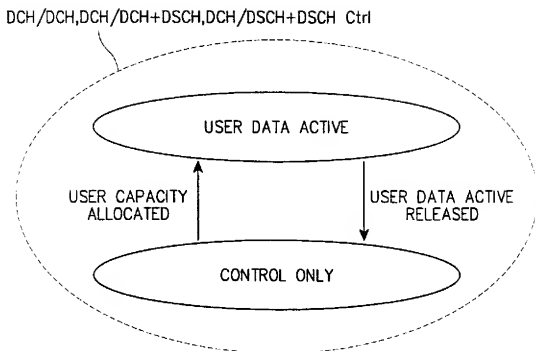


FIG. 1B